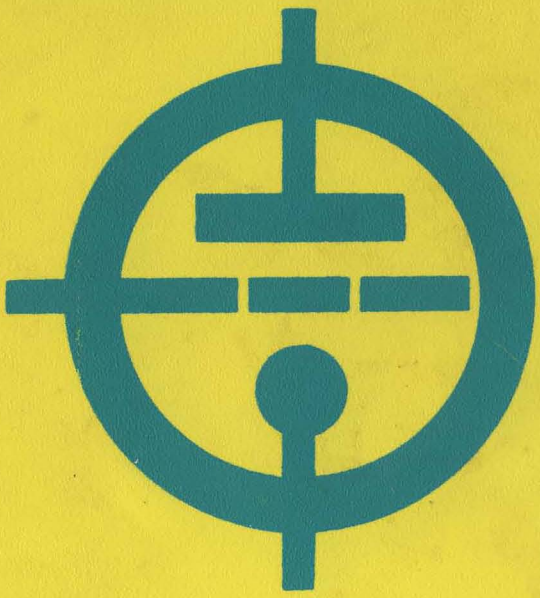
# ELEKTRONISCHES JAHRBUCH 1974



Seit 1964 ist das "Elektronische Jahrbuch" der publizistische Wegbegleiter der technisch-ökonomischen Entwicklung des Industriezweiges Rundfunk und Fernsehen der DDR, über dessen wichtigste Vorhaben und Erzeugnisse es in Wort und Bild stets fachkundig, aktuell und ausführlich berichtete.

So ist dem Industriezweig heute das "10jährige" nicht nur Anlaß zu einem herzlichen Glückwunsch, sondern zu dem Versprechen, diese für seinen Informationsbereich so wichtige Publikation weiter nach Kräften zu unterstützen und zu fördern.

Dem Herausgeber und seinen Autoren, dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik wünschen wir viele gute Ideen und Anregungen zur Weiterentwicklung dieses Jahrbuches. Auf eine gute Zusammenarbeit für das nächste Dezennium.

E. Preil
Leiter RFT-Information
VVB Rundfunk und Fernsehen

Nicht nur viele Jugendliche unserer VVB zählen zu den interessierten Lesern des "Elektronischen Jahrbuchs", sondern auch zahlreiche ältere Mitarbeiter greifen gern zu diesem Buch. Das liegt an dem gut ausgewogenen Verhältnis von Theorie und Praxis in jeder Ausgabe. Darüber hinaus enthält es viele interessante Beiträge, Artikel und Tabellen, die sowohl für den Amateur als auch für den Fachmann wertvolle Anregungen für die theoretische und praktische Arbeit enthalten.

Für die Arbeit an den kommenden Jahrbüchern wünschen wir dem Herausgeber und dem Verlag viel Erfolg.

H. Mittank
H. Mittank
Pressereferent
der VVB Nachrichten- und Meßtechnik

Das "Elektronische Jahrbuch" hat ständig über unsere neuen elektronischen Bauelemente berichtet und Applikationsbeispiele veröffentlicht. Damit wurde im Sinne der Weiterentwicklung von Wissenschaft und Technik in der elektronischen Geräteindustrie und des wissenschaftlichen Gerätebaues die Öffentlichkeitsarbeit wirksam unterstützt.

Wir wünschen dem Herausgeber und dem Verlag viel Erfolg bei der weiteren Herausgabe des "Elektronischen Jahrbuchs".

Georg Albrecht
Pressereferent der VVB
Bauelemente und Vakuum

Es ist mir ein Bedürfnis, anläßlich der Herausgabe des 10. Elektronischen Jahrbuches, dem Herausgeber Genossen Karl-Heinz Schubert, und dem Lektorat des Militärverlages der DDR im Namen aller Nachrichtensoldaten und in meinem eigenen Namen die herzlichsten Glückwünsche auszusprechen.

Die in den vergangenen 10 Jahren erschienenen Beiträge über das militärische Nachrichtenwesen haben mit dazu beigetragen, besonders unsere jugendlichen Leser auf ihren Ehrendienst in der Nachrichtentruppe der Nationalen Volksarmee vorzubereiten.

Dafür spreche ich dem Herausgeber, dem Lektorat und allen Autoren meinen persönlichen Dank aus und wünsche ihnen für ihre weitere verantwortungsvolle Tätigkeit viel Erfolg.

Generalmajor Ing. Reymann

Gesellschaft für Sport und Technik

Zentralvorstand

Das "Elektronische Jahrbuch" ist für die Jugendlichen, die sich auf den Ehrendienst in der NVA als Nachrichtensoldat vorbereiten, sowie für die Funkamateure und Fuchsjäger zu ihrer weiteren Qualifizierung ein unentbehrlicher Mittler und Helfer geworden.

Dem Herausgeber, Ing. Karl-Heinz Schubert, und dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik gilt unser Glückwunsch zu der bisher geleisteten Arbeit. Weiterhin allen Beteiligten viel Erfolg bei der Herausgabe des "Elektronischen Jahrbuches" für die nächsten Jahre!

Heinz Reichardt
Leiter der Abteilung
Nachrichtenausbildung
im Zentralvorstand der GST

Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateur 1974

Herausgeber: Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

# Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur 1974

Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik

1.—35. Tausend
Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik · Berlin 1973
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · ES-Nr.: 23 K
Lektor: Freg.-Kpt. Dipl.-Päd. Werner Krüger
Illustrationen: Heinz Bormann, Hans-Joachim Purwin
Zeichnungen: Heinz Grothmann
Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos, Zentralbild, Militärbilddienst
Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Hannelore Münnich
Vorauskorrektor: Henry Markus · Korrektor: Gertraut Purfürst, Ingeburg Zoschke
Printed in the German Democratic Republic
Satz: GG Interdruck Leipzig
Druck und Buchbinderei: Offizin Andersen Nexö, Leipzig
Redaktionsschluß: 15. 2. 1973
Bestellnummer: 745481 9
EVP 7,80

# Inhaltsverzeichnis

Vorwort des Herausgebers ..... 11

*Dipl.-Journ. Gudrun Kunath*
Der VEB *Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* – ein sozialistischer Großbetrieb ..... 13

*Dipl.-Journ. Günter Wollert*
BRD-Elektronikkonzerne im Rüstungsgeschäft ..... 27

*Oberst Heinz Erlekampf*
Möglichkeiten zur Qualifizierung an der Technischen Unteroffiziersschule *Erich Habersaath*, Fachrichtung Nachrichtentechnik ..... 31

*Generalmajor Prof. Dr. rer. mil. Ing. I. Anurejew*
*Oberstleutnant Dr.-Ing. W. Frolow*
Funkelektronik im Militärwesen ..... 38

*Intersputnik*, wie es sein wird ..... 45

**Wissenswertes über moderne Technik**

Institut für Elektronik der Akademie der Wissenschaften der DDR
Elektronische Geräte des Experiments *Interkosmos 7* ..... 52

*Dr.-Ing. Hans-Joachim Fischer*
Thyristorzündung für Kraftfahrzeugmotoren ..... 61

*Dipl.-Math. Claus Goedecke*
Die 3. Generation der EDVA ..... 69

*Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE*
Schaltungspraxis bei sowjetischen Transistor-Rundfunkempfängern 82

*Wolf-Joachim Fischer*
Der Entwurf digitaler Systeme ..... 95

**Neue Bauelemente der Elektronik**

*Ing. Jürgen Moritz*
Applikationsbeispiele für Thyristoren und Triac's ..... 110

*Dr.-Ing. Hans-Joachim Fischer*
Bauelemente der Optoelektronik ..... 123

*Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE*
Der Operationsverstärker und seine Anwendung ..... 129

*Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE*
Lineare integrierte Schaltkreise von TESLA ..... 141

**Moderne Technik für den Funkamateur**

*Karl Rothammel – DM 2 ABK*
Neue Antennen für den UKW-Amateur ..... 154

*Wilfried Kühnel – DM 3370/L*
Kurzwellensuper für das 40-, 20- und 15-m-Band ..... 167

*Dipl.-Ing. Bernd Petermann – DM 2 BTO*
Ein Silbenkompressor für den Funkamateur ..... 176

*Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE*
Fuchsjagd-Empfängerpraxis für das 2-m-Band ..... 191

*Dipl.-Ing. Andreas Hertsch – DM 2 CBN*
Umschaltbarer SSB-VFO mit Feldeffekttransistor ..... 200

*Dr. Walter Rohländer – DM 2 BOH*
Der Schwingquarz in der Transistorschaltung ..... 207

*Ing. Hans-Uwe Fortier – DM 2 COO*
2-m-SSB-Endstufe mit 2×*PL 500* ..... 216

**Bauanleitungen für den Elektroniker**

*Dr.-Ing. Ralf Riebel, ex DM 3 ZCK*
Audionschaltungen mit Transistoren ..... 220

*Gunther Schneegaß*
KW – MW-Superhet mit Si-Transistoren ..... 228

*Ing. Dieter Müller*
Hi-Fi-Verstärker mittlerer Ausgangsleistung mit modernen Si-Bauelementen ..... 235

*Hans-Peter Kirchhoff*
7-Kanal-Mischpult für die Diskothek ..... 246

*Walter Koch*
Kombinierter Sinus- und Rechteckgenerator mit MOSFET ..... 253

*Wolfram Kürth*
Transistorempfänger für K-M-U-Empfang ..... 259

*Rolf Kruse*
UHF – Antennenverstärker selbstgebaut ..... 273

**Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen**

*Rudolf Bunzel*
GST-Funksport international ..... 278

*Prof. Dr. Walter Bartel*
1932 am Roten Sender ..... 283

MMM-Kaleidoskop: Exponate der NVA ..... 289

Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (VIII) ..... 294

Huggy präsentiert: Eine Elektronitätenschau des 20. Jahrhunderts 300

**Tabellenanhang**

Halbleiterbauelemente aus der ČSSR-Produktion ..... 306

Nomogramme für den Funkpraktiker ..... 308

Formeln für den Funkpraktiker ..... 310

Schlagwortverzeichnis ..... 313

Zum zehnten
Elektronischen Jahrbuch

einen herzlichen Glückwunsch
von seinem
treuen Begleiter
Huggy

# 1974

| | Januar | Februar | März |
|---|---|---|---|
| Mo | 7 14 21 28 | 4 11 18 25 | 4 11 18 25 |
| Di | 1 8 15 22 29 | 5 12 19 26 | 5 12 19 26 |
| Mi | 2 9 16 23 30 | 6 13 20 27 | 6 13 20 27 |
| Do | 3 10 17 24 31 | 7 14 21 28 | 7 14 21 28 |
| Fr | 4 11 18 25 | 1 8 15 22 | 1 8 15 22 29 |
| Sa | 5 12 19 26 | 2 9 16 23 | 2 9 16 23 30 |
| So | 6 13 20 27 | 3 10 17 24 | 3 10 17 24 31 |

| | April | Mai | Juni |
|---|---|---|---|
| Mo | 1 8 15 22 29 | 6 13 20 27 | 3 10 17 24 |
| Di | 2 9 16 23 30 | 7 14 21 28 | 4 11 18 25 |
| Mi | 3 10 17 24 | 1 8 15 22 29 | 5 12 19 26 |
| Do | 4 11 18 25 | 2 9 16 23 30 | 6 13 20 27 |
| Fr | 5 12 19 26 | 3 10 17 24 31 | 7 14 21 28 |
| Sa | 6 13 20 27 | 4 11 18 25 | 1 8 15 22 29 |
| So | 7 14 21 28 | 5 12 19 26 | 2 9 16 23 30 |

| | Juli | August | September |
|---|---|---|---|
| Mo | 1 8 15 22 29 | 5 12 19 26 | 2 9 16 23 30 |
| Di | 2 9 16 23 30 | 6 13 20 27 | 3 10 17 24 |
| Mi | 3 10 17 24 31 | 7 14 21 28 | 4 11 18 25 |
| Do | 4 11 18 25 | 1 8 15 22 29 | 5 12 19 26 |
| Fr | 5 12 19 26 | 2 9 16 23 30 | 6 13 20 27 |
| Sa | 6 13 20 27 | 3 10 17 24 31 | 7 14 21 28 |
| So | 7 14 21 28 | 4 11 18 25 | 1 8 15 22 29 |

| | Oktober | November | Dezember |
|---|---|---|---|
| Mo | 7 14 21 28 | 4 11 18 25 | 2 9 16 23 30 |
| Di | 1 8 15 22 29 | 5 12 19 26 | 3 10 17 24 31 |
| Mi | 2 9 16 23 30 | 6 13 20 27 | 4 11 18 25 |
| Do | 3 10 17 24 31 | 7 14 21 28 | 5 12 19 26 |
| Fr | 4 11 18 25 | 1 8 15 22 29 | 6 13 20 27 |
| Sa | 5 12 19 26 | 2 9 16 23 30 | 7 14 21 28 |
| So | 6 13 20 27 | 3 10 17 24 | 1 8 15 22 29 |

# Vorwort des Herausgebers

Der Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik hat mich gebeten, dem 10. Band des *Elektronischen Jahrbuchs* einige persönliche Worte voranzustellen. Das tue ich gern, weil mir die Arbeit am Jahrbuch viel Freude bereitet, und weil ich ihm wie auch viele Autoren und Leser seit zehn Jahren die Treue halte.

Als langjähriger Chefredakteur der Zeitschrift FUNKAMATEUR kenne ich die Interessen und Wünsche unserer Leser. Ich bemühe mich, sie zu erfüllen – gemeinsam mit Mitarbeitern und Autoren. Die vielen Zuschriften und die jährlich zu Tausenden zurückgesandten Karten bezeugen, daß das schon recht gut gelingt. Ihre Zuschriften sind für uns sehr wertvoll. Besonders freuen wir uns über Themenvorschläge und Angebote interessanter Beiträge und Bauanleitungen. Jeder, der uns schreibt, nimmt damit ein wichtiges Recht des Lesers wahr – die Zeitschrift FUNKAMATEUR und das *Elektronische Jahrbuch* mitzugestalten.

Mit der inhaltlichen Gestaltung der Zeitschrift bzw. des Jahrbuches ist aber meine Arbeit keineswegs erschöpft. Denn in erster Linie bin ich Funktionär der Gesellschaft für Sport und Technik und will mit meiner Arbeit die wichtigen und interessanten Aufgaben der GST unterstützen. Dazu zähle ich u.a. die Vermittlung praktischer Kenntnisse und Erfahrungen, die sich in der Ausbildung der GST auswirken und bei der Freizeitbeschäftigung mit der Elektronik anwenden lassen. Eine der wichtigsten Voraussetzungen dafür ist eine ausreichende Materialversorgung mit elektrischen und elektronischen Bauelementen. Da nach Ansichten der volkseigenen Industrie der Amateurbedarf an Bauelementen voll gedeckt werden kann, sind zur Zeit GST und VVB Bauelemente und

Vakuumtechnik dabei, durch eine vertragliche Regelung die Amateurversorgung weiter zu verbessern.

In den nächsten Jahren werden wir den Inhalt des *Elektronischen Jahrbuchs* weiterentwickeln. Dabei sollen mehr als bisher die Vorzüge herausgestellt werden, die sich aus der Zunahme der sozialistischen ökonomischen Integration für uns alle ergeben. Wir werden Autoren aus den sozialistischen Ländern gewinnen, die über neuentwickelte elektronische Bauelemente schreiben und interessante elektronische Geräte aus der Konsumgüterindustrie in Wort, Bild und Schaltung vorstellen. Auch über die Ausbildung und das Leben in den Bruderorganisationen der Gesellschaft für Sport und Technik wird mehr zu berichten sein. Und für die Funkamateure und die Elektronikamateure werden wir die Schaltungs-»Rosinen« aus den sozialistischen Bruderzeitschriften veröffentlichen.

Besonders bedanken möchte ich mich bei den Mitarbeitern der Abteilung Technische Amateurliteratur des Militärverlages der Deutschen Demokratischen Republik, die stets meine Arbeit unterstützten und förderten. Danken möchte ich aber auch den vielen Autoren und zahlreichen Lesern, die durch ihre Mitarbeit und ihre Zuschriften dem Herausgeber halfen, das *Elektronische Jahrbuch* zu einem der beliebtesten und meistgelesenen Elektronikbücher zu entwickeln.

Neuenhagen, im Frühjahr 1973

Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

# Der VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) – ein sozialistischer Großbetrieb

*Dipl.-Journ. Gudrun Kunath*

Vor 14 Jahren hätte der Benutzer der F 87 das Ortsschild »Frankfurt (Oder) — Ortsteil Markendorf« sicher nur mit dem Gedanken registriert, daß er nun bald die östliche Grenze der DDR erreicht hat, denn außer ein paar Bauernkaten gab es hier nur Felder. Heute stehen zwischen neugepflanzten Obstplantagen helle Industriegebäude, der VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Stammbetrieb des gleichnamigen Kombinats Sehen wir uns kurz die Entwicklung dieses volkswirtschaftlich wichtigen Betriebes an.

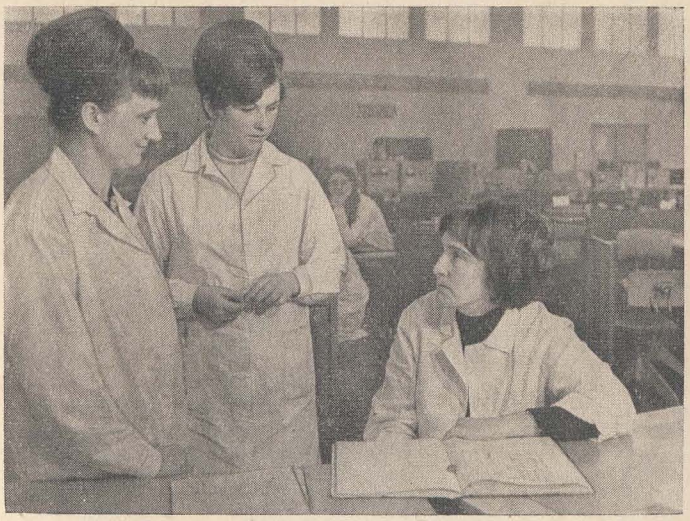


*Bild 1 Käte Haak, Meisterin, APO-Sekretär im Bereich Festkörperschaltkreise, hat viele Entwicklungsetappen des Werkes miterlebt und mitgestaltet*

Die Geburtsstunde der ersten Halbleiterbauelemente fällt in die fünfziger Jahre, nachdem 1948 in den USA der Transistoreffekt entdeckt wurde. Die ersten Entwicklungsarbeiten auf diesem Gebiet begannen in unserer Republik 1952/53. Damals arbeitete eine Gruppe von Experten unter der Leitung von Professor *Dr. Falter* und mit umfangreicher Unterstützung durch die Sowjetunion im Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik *Carl von Ossietzky*. Der V. Parteitag der SED faßte 1958 den Beschluß, die elektronische Industrie wirksam und schnell zu entwickeln, eine Voraussetzung für den umfassenden Aufbau des Sozialismus in Verbindung mit der Durchsetzung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts.

Ein Teil seiner Realisierung: In Frankfurt (Oder) ist ein sozialistischer Großbetrieb aufzubauen, der die Produktion von Dioden, Gleichrichtern und Transistoren aufnimmt. Mit 36 Arbeitskräften — überwiegend Hausfrauen, denen der Begriff Halbleiter ein Buch mit sieben Siegeln war — als Quartier eine ehemalige Berufsschule, so wurde begonnen. Das erste Tausend Germaniumdioden und -transistoren wurde noch 1958 unter Laborbedingungen hergestellt. Aber der Betrieb wächst schnell weiter. Mit der Auflösung des Bekleidungswerkes kommen viele Frauen mit geschickten Händen hinzu. Doch auch für die ehemaligen Schneiderinnen ist die Arbeit mit Pinzette, Saugheber und Mikroskop eine gewaltige Umstellung.

Gleichzeitig beginnen die Projektierungs- und Erdarbeiten für den neuen Großbetrieb am Stadtrand. Auch hierbei leistet die Sowjetunion aktive Unterstützung und stellt die notwendigen Dokumentationen und technologischen Unterlagen zur Verfügung. DDR-Studenten werden in Leningrad und anderen wissenschaftlichen Zentren der UdSSR für ihren zukünftigen Einsatz als Forschungs- und Leitungskader mit dem notwendigen Wissen ausgerüstet. Für Frankfurt (Oder) selbst ist das eben-

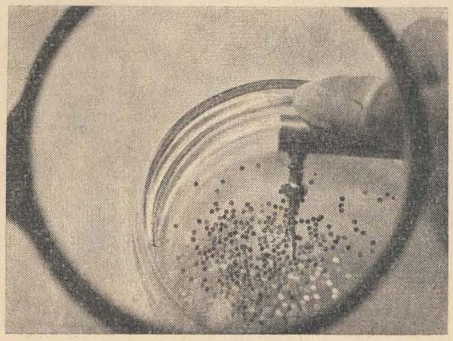


*Bild 2*
*Diese winzigen Plättchen sind das Herzstück des Germaniumtransistoren*

*Bild 3 Kontaktierung von Germaniumtransistoren*

falls der Anfang einer neuen, großzügigen Entwicklung zur Stadt der elektronischen Bauelemente.

Aus der ganzen Republik werden Arbeitskräfte gewonnen. Noch während des Aufbaus beginnt in der ersten fertiggestellten Produktionshalle die Montage von Germanium-Bauelementen, denn der Bedarf an diesen modernen Bausteinen der Elektronik klettert von Jahr zu Jahr sprunghaft in die Höhe. Genauso wachsen auch die Planaufgaben, die vor den Halbleiterwerkern stehen. Bis 1963 beträgt der Wert der produzierten Bauelemente insgesamt 150 Millionen Mark. Im Jahr 1971 jedoch verlassen Transistoren im Werte von etwa 70 Millionen Mark den Betrieb.

Wer die Beschlüsse von Partei und Regierung und die Fünfjahrplankennziffern für unsere Volkswirtschaft aufmerksam studiert, kann leicht feststellen, daß seit mehreren Jahren die Steigerungsraten in der Elektrotechnik/Elektronik an der Spitze aller Industriezweige stehen.

Wurden im Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) in den ersten Jahren Bauelemente auf Germaniumbasis produziert, so kamen 1968 Siliziumtransistoren hinzu, und 1971 gingen die ersten serienmäßig gefertigten Festkörperschaltkreise vom Band.

Aus diesen Fakten läßt sich ableiten, daß das Halbleiterwerk schnell aus den Kinderschuhen herausgewachsen ist. Neben Forschungs- und Entwicklungsaufgaben realisiert der Betrieb auch als Exportleitbetrieb der Erzeugnisgruppe Halbleiterbauelemente den Import und Export.

*Bild 4 Einige Kolleginnen aus dem Kollektiv Henry Winston, das zu den besten und zuverlässigsten Kollektiven des Halbleiterwerkes zählt*

Ein neues Kapitel begann für das Halbleiterwerk am 1. Januar 1971 mit der Bildung des Kombinats. Das HFO wurde Stammbetrieb. Zum Kombinat gehören weiterhin die Betriebe:

VEB Röhrenwerk *Anna Seghers*, Neuhaus;
VEB Gleichrichterwerk Stahnsdorf;
VEB Gleichrichterwerk Großräschen;
VEB Isolierwerk Zehdenick;
VEB Spurenmetalle Freiberg.

Diese Betriebe sind juristisch verknüpft, besitzen jedoch ökonomische Selbständigkeit. Die Gesamtbeschäftigtenzahl beträgt etwa 10 000 Werktätige, davon im Halbleiterwerk 5000 Mitarbeiter.

Der ständig wachsende Arbeitskräftebedarf konnte im Einzugsbereich Frankfurt (Oder) bald nicht mehr gedeckt werden. Deshalb wurde mit

*Bild 5 So sehen die clean-room-Mädchen aus*

der Volksrepublik Polen ein Abkommen abgeschlossen. Seit 1967 sitzen nun schon polnische und deutsche Frauen gemeinsam am Montageband. Sicher gab es anfangs einige Probleme, die Verständigung war kompliziert, das Lohnsystem und die Sozialleistungen sind bei uns anders als in der benachbarten Volksrepublik. Man mußte sich erst aufeinander einspielen. Auch mit der Einarbeitung hatten es die polnischen Kolleginnen nicht leicht, welcher Leiter sprach schon polnisch. So waren die Dolmetscherinnen die gefragtesten und vielbeschäftigtsten Frauen im Betrieb. Doch mit der Zeit lernte man sich kennen. »Dobsche« und »gut« prägt sich leicht ein, zumal die polnischen Frauen in die schon bestehenden Kollektive aufgenommen wurden und von Anfang an ihr Mitspracherecht bei der Plandiskussion, bei der Beratung der Wettbewerbsprogramme und Kultur- und Bildungspläne wahrnahmen. Die polnische und die deutsche Gewerkschaftsleitung arbeiten eng zusammen.

Nachdem im vergangenen Jahr noch junge Facharbeiter, Techniker und Ingenieure für zwei Jahre von UNITRA Warschau gekommen sind,

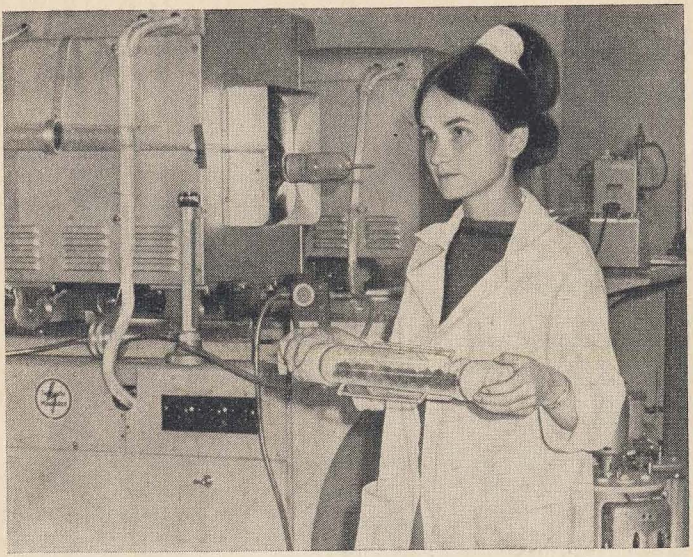


*Bild 6 Diffusionsanlage im Siliziumtransistoren-Fertigungsbereich*

um ihre Fachkenntnisse zu erweitern, arbeiten 600 polnische Kolleginnen und Kollegen im Halbleiterwerk. Sie haben einen großen Anteil an den Leistungen des Betriebes. Die besten von ihnen wurden als *Aktivist* ausgezeichnet, arbeiten als Meister und Brigadier. Bei der monatlichen Abrechnung des Wettbewerbs um die beste Qualitätsarbeit liegen viele polnische Kolleginnen an der Spitze. Die goldfarbenen Wimpel mit dem roten *Q*, das Zeichen für den Qualitätsarbeiter, schmücken ihre Arbeitsplätze.

Mit der Einführung des visafreien Grenzverkehrs eröffneten sich neue Möglichkeiten zur Gestaltung des geistig-kulturellen Lebens der Kollektive, denn nun können auch die persönlichen Kontakte enger werden und die Familien lernen sich kennen. Kollektivfahrten in die Wojewodschaft Zielona Gora stehen auf dem Programm und die polnischen Werktätigen machen ihre deutschen Kollegen mit ihrer Heimat bekannt.

Wer das Innenleben eines Halbleiterbauelements schon einmal betrachtet hat, weiß, wie fein die Drähte sind, die die Verbindung zur Außenwelt halten, hat die Feinheit der Strukturen auf dem winzigen Halbleiter-

kristallplättchen erkannt. Es ist verständlich, daß für die Herstellung von Transistoren Präzisionsarbeit erforderlich ist. Doch nicht nur das. Auch Sauberkeit und Ordnung sind wichtige Bedingungen für solch eine Produktion. Wenn auch die Arbeit körperlich nicht schwer ist, verlangt sie doch hohe Zuverlässigkeit bei der Einhaltung der technologischen Vorschriften.

Die Fertigungshallen sind fensterlos gebaut, Klimaanlagen sorgen für gleichmäßige Temperatur und Luftfeuchtigkeit, weiße Kittel und sauberes Schuhwerk sind Pflicht. Für die Frauen, die mit einer Sehhilfe (Mikroskop oder Vergrößerungsglas) arbeiten, gibt es alle zwei Stunden eine Erholungspause für die Augen, die sie in gemütlich eingerichteten Kurzpausenräumen oder im Sommer im blumenbepflanzten Lichthof verbringen können.

In der Betriebspoliklinik wurde ein nach modernsten Gesichtspunkten eingerichtetes optisches Labor für die medizinische Betreuung und besonders für regelmäßige Reihenuntersuchungen bereitgestellt.

Noch komplizierter als bei der Transistorenproduktion sind die Bedingungen für die Herstellung von Festkörperschaltkreisen. In der Fotolithografie, wo die Strukturen entstehen, wird noch mehr Sauberkeit verlangt als in einem Operationssaal. Deshalb finden diese Arbeitsgänge

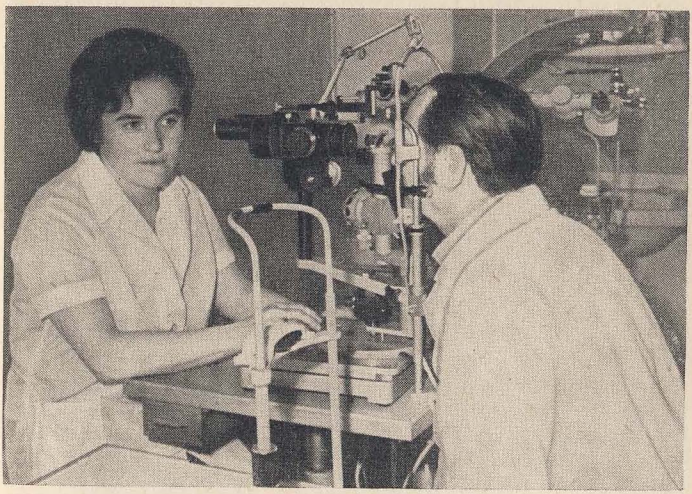


*Bild 7 Regelmäßig werden im optischen Labor Reihenuntersuchungen durchgeführt*

*Bild 8 Das ist die neue Konsumgüterfertigung*

im sogenannten *clean-room* statt. Diese Fertigungseinrichtung ist hermetisch von der Außenwelt abgeschlossen. Die Arbeitskräfte schleusen sich durch mehrere Entstaubungskammern ein und kleiden sich dabei bis auf die Leibwäsche um. An Lippenstift und Make-up ist da nicht zu denken. Die Haare verschwinden unter einer Bäckermütze aus Dederon. Außerdem verlangen die fotochemischen Prozesse gelbes Licht. Das sind Arbeitsbedingungen, die durch den Betrieb so weitgehend wie möglich für den Menschen günstig gestaltet werden müssen. So entspricht es unseren sozialistischen Prinzipien. Deshalb wurde schon neben anderen Festlegungen für alle Beschäftigten des *clean-rooms* eine Kosmetikstube eingerichtet. Einmal im Monat können sie sich dort kostenlos behandeln lassen. Man trifft bei der Kosmetikerin nicht nur Frauen, auch die jungen Männer lassen sich gern eine UV-Dusche verabreichen.

Die Qualifizierung der Werktätigen ist eine wichtige Grundlage für die Beherrschung der ständig komplizierter werdenden Technik. Umfassende Möglichkeiten wurden dafür im Halbleiterwerk geschaffen. Dem Betrieb ist eine Schule angeschlossen, die zwei Hauptaufgaben hat: die Lehrlingsausbildung und die Erwachsenenqualifizierung. Der langfristige Plan der Weiterbildung sichert, daß jeder Werktätige einmal in fünf Jahren eine Qualifizierung durchmacht. 1200 Lehrlinge stehen in der Ausbildung. Sie werden Elektronikfacharbeiter, Laboranten, Mechaniker, Facharbeiter für die Datenverarbeitung. Im modern eingerichteten Internat sind sie gut untergebracht, denn die jungen Leute kommen von der Ostseeküste bis zum Thüringer Wald nach Frankfurt (Oder). Durch die

Betriebsschule werden außerdem noch monatlich ungefähr 2000 Schüler im polytechnischen Zentrum betreut.

Die Facharbeiterausbildung wird nach den neuesten Gesichtspunkten durchgeführt. Elektronikfacharbeiter ist einer der Grundberufe, der einen variablen Einsatz der jungen Facharbeiter ermöglicht. Um die Ausbildung praxisnah zu gestalten, haben die Lehrlinge die berufspraktische Ausbildung in einer Traineranlage zu absolvieren. Diese Anlage wurde von einem Jugendneuererkollektiv der Betriebsschule entwickelt und ist mit allen Anlagen ausgestattet, mit denen die Lehrlinge in der Praxis arbeiten müssen. Die jungen Facharbeiter werden hauptsächlich in der Produktion von Siliziumtransistoren und Festkörperschaltkreisen eingesetzt, denn in diesen Fertigungsbereichen stehen hochproduktive Anlagen, die nicht nur Fingerspitzengefühl für ihre Bedienung verlangen, sondern auch umfassende Kenntnisse in Chemie und Physik. Unter den Lehrlingen finden sich eine große Zahl Jungen, so daß sich in Zukunft der Anteil der weiblichen Arbeitskräfte in der Produktion verringern wird.

*Bild 9 Eine der 600 fleißigen Polinnen*

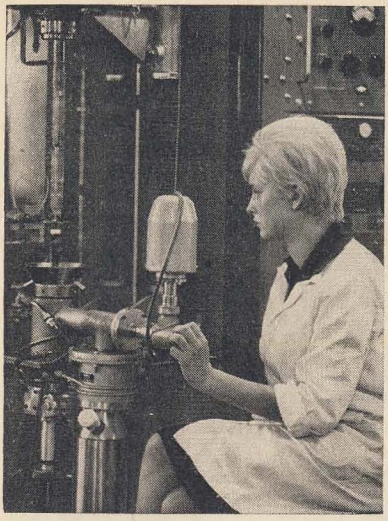


*Bild 10*
*In dieser Anlage werden Silizium- oder Germanium-Einkristalle gezüchtet. Sie steht im Betrieb Spurenmetalle Freiberg*

Welche Aufgaben stehen in den kommenden Jahren vor den Halbleiterwerkern? Bis jetzt wurden die Erzeugnisse des Betriebes hauptsächlich in die Geräte der BMSR-Technik, Nachrichtentechnik, Schiffselektronik, vor allem aber in die Rechentechnik eingebaut. Der Anteil der Konsumgüter, in denen Transistoren eingesetzt wurden, war relativ gering. Seit dem VIII. Parteitag sieht das Betriebskollektiv des Halbleiterwerkes eine Hauptaufgabe in der Produktion von solchen Bauelementen, die für die Rundfunk- und Fernsehgeräteindustrie benötigt werden. So wurden 1972 die Entwicklungsarbeiten für Siliziumtransistoren, die ausschließlich für Rundfunk- und Fernsehgeräte Verwendung finden, vorfristig abgeschlossen und noch zum Jahresende in einer hohen Stückzahl die Produktion aufgenommen.

Seit dem 1. Januar 1973 besteht im Halbleiterwerk der Betriebsteil Konsumgüter, dem eine eigene Entwicklungsabteilung angeschlossen ist. Bereits 1972 wurden die ersten Konsumgüter ausgeliefert. Zu finden sind sie in den Geschäften für Bastlerbedarf. Es handelt sich um Bastler-Beutel, die in verschiedener Bestückung und mit unterschiedlichen Bauanleitungen ausgestattet sind. Im Jahr 1973 kommen davon 100000 Stück in den Handel. Der Schwerpunkt der Konsumgüterproduktion des Halbleiterwerkes liegt jedoch auf der Fahrzeugelektronik. Gemeinsam mit dem Kombinat Fahrzeugelektrik Ruhla wurde ein Scheibenwischer-

Intervallschalter in die Produktion aufgenommen. Ab Januar 1973 laufen alle PKW *Trabant*, mit diesem Schalter ausgerüstet, vom Fließband. Die PKW *Wartburg* werden ebenfalls noch 1973 so bestückt. Der Schalter hat drei Regelstufen, 4, 6 und 12 Sekunden. Es ist vorgesehen, ihn in Kürze als *Wisch-Wasch*-Schalter zu produzieren. Das Gebiet der Fahrzeugelektronik ist bisher kaum erschlossen worden. Es gibt noch viele Möglichkeiten des Einsatzes der Elektronik im Kraftfahrzeug, besonders was die Erhöhung der Verkehrs- und Betriebssicherheit betrifft. Deshalb konzentriert sich die Entwicklungsabteilung Konsumgüter besonders darauf. Eine Entscheidung, die sicher alle Kraftfahrer begrüßen.

Es gibt jedoch noch mehr Möglichkeiten auf dem Konsumgütersektor, die gegenwärtig geprüft werden, so zum Beispiel die Zusammenarbeit mit der Musikinstrumentenindustrie. Seit einigen Jahren schon liefert das Halbleiterwerk an die Klingenthaler Harmonikawerke Transistoren für elektronische Orgeln. Auch die Spielzeugindustrie gehört zu den Abnehmern unseres Betriebes.

In der Perspektive wird die Produktion von Festkörperschaltkreisen wesentlich erweitert, wobei neue Typen in der Entwicklung sind. Es zeigt sich, daß, entgegen den bisherigen Erwartungen, der Bedarf an Germaniumtransistoren ebenfalls weiterhin bestehen bleiben wird, ja im internationalen Maßstab sogar wieder im Wachsen begriffen ist. Diesem Trend paßt sich das Halbleiterwerk an, so daß nach wie vor Germanium- und Siliziumtransistoren auf dem Produktionsprogramm des Betriebes stehen. In der sozialistischen Rationalisierung ergeben sich besondere Schwerpunkte in der weiteren Steigerung der Arbeitsproduktivität, in der Verbesserung der Qualität der Erzeugnisse und in der Senkung der Kosten. Darauf konzentriert sich auch die Arbeit der Neuererkollektive. Im Jahr 1972 wurde ein Nutzen von 5,6 Millionen Mark durch die Neuererbewegung erbracht.

Doch nicht nur geknobelt wird im Halbleiterwerk. Es gibt ebenso noch andere Möglichkeiten, seine Freizeit sinnvoll zu gestalten. Das Amateurfilmcentrum (AFC) feiert 1973 sein zehnjähriges Bestehen. Zahlreiche Auszeichnungen und Preise erhielten die Mitglieder dieses Zirkels schon für ihre Filme, von denen einige sogar im Ausland gelaufen sind.

Ein Grafikzirkel, ein Zirkel schreibender Arbeiter, ein Arbeitertheater, ein Tanzstudio, Schlagerchor, Singegruppe und Fanfarenzug für die jüngeren Werksangehörigen bieten vielfältige künstlerische Selbstbetätigung. Zahlreiche Kollektive unterhalten Patenschaftsbeziehungen zu Künstlern des Oderbezirkes. Das Kollektiv *Robert Bunsen* aus der Technologie war beispielsweise gesellschaftlicher Auftraggeber für den Komponisten *Reiner Kunad*, der gemeinsam mit diesen Werktätigen seine *antiphonie* schuf.

Die Betriebssportgemeinschaft *Halbleiterwerk* gehört zu den besten Sportgemeinschaften der Republik. Zweimal wurden die Sportfreunde

*Bild 11*
*An diesem Arbeitsplatz werden die haarfeinen Drähte der Miniplasttransistoren mit dem Siliziumplättchen verbunden*

schon mit dem Titel *Vorbildliche Sportgemeinschaft des DTSB* ausgezeichnet. In den Sektionen Fußball, Federball, Leichtathletik, Rudern, Segeln, Boxen, Volleyball, Handball, Frauenfußball, Schach geht es nicht nur um gute Tabellenplätze und Punkte, um leistungsstarken Nachwuchs, sondern vor allem darum, jedem Werktätigen die Möglichkeit zu geben, sich sportlich zu betätigen, leistungsfähig und gesund zu bleiben. In die Volkssportbewegung sind ebenfalls die Kleinsten der Halbleiterwerker schon einbezogen, denn Übungsleiter der BSG führen mit ihnen in den Kindergärten regelmäßige Gymnastikstunden durch. Im Betriebsgelände entstehen gegenwärtig mehrere Kleinsportanlagen, die auch für die aktive Erholung in den Pausen genutzt werden sollen.

Die gesundheitliche Betreuung der Werktätigen ist ebenfalls wichtig für das Erreichen hoher Produktionsleistungen. In der Betriebspoliklinik stehen dazu moderne Behandlungsräume zur Verfügung. Das optische Labor wurde schon genannt. Dazu kommen noch eine Röntgenabteilung, eine gynäkologische, eine stomatologische und eine allgemeinmedizinische Abteilung. Die polnischen Arbeiterinnen werden in regelmäßigen Sprechstunden durch einen praktischen Arzt aus der Schwesternstadt Slubice betreut, um Verständigungsprobleme weitgehend auszuschalten. Die Poliklinik wird in den nächsten Jahren weiter ausgebaut.

Umfangreiche Beziehungen bestehen zwischen dem Werk und der Stadt auf der Grundlage eines Kommunalvertrages. Alle Kollektive haben Patenschaftsverträge mit Schulklassen und unterstützen die Erziehung

*Bild 12 Naherholungszentrum Helenensee*

*Bild 13 Die Frauenfußballmannschaften der BSG Halbleiterwerk und TESLA Roznow*

unserer Kinder zu sozialistischen Persönlichkeiten. Seit mehreren Jahren können die Schüler der Spezialschule für Mathematik und Naturwissenschaften in Frankfurt (Oder) in einem aus betrieblichen Mitteln vorbildlich eingerichteten Lehrkabinett für Physik lernen und arbeiten. Das Naherholungszentrum Helenensee, zwischen Frankfurt (Oder) und Eisenhüttenstadt gelegen, das im Rahmen eines Zweckverbandes weiter ausgebaut wird, sei ebenfalls nicht unerwähnt, denn viele Halbleiterwerker verbringen dort ihre Sommerwochenenden und Urlaubstage.

Wenn wir einen der kleinen Miniplasttransistoren in der Hand halten, denken wir nicht an die vielen Menschen, Aktivitäten, Beziehungen, die notwendig sind, solch eine winzige »Nervenzelle« der modernen Technik herzustellen. Mit diesem Beitrag über den sozialistischen Großbetrieb Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) wollten wir daran erinnern.

*Dipl.-Journ.*
*Günter Wollert*

# BRD-Elektronikkonzerne im Rüstungsgeschäft

Wenn das Bonner Kriegsministerium heute Schiffe für die Aufrüstung seiner Kriegsmarine bauen lassen will, dann geschieht dabei etwas scheinbar recht Merkwürdiges: Der Auftrag wird nicht, wie man annehmen könnte, an eine Werft vergeben, sondern an einen Elektronikkonzern, »weil der Anteil des Schiffbaus gering ist bei diesen hochtechnisierten Systemen«. So Ernst Wolf Mommsen, ehemaliger Hauptabteilungsleiter im faschistischen Reichsministerium für Rüstungs- und Kriegsproduktion und bis vor kurzem Staatssekretär im Bonner Kriegsministerium. Ein Mann, der es wissen muß.

Tatsächlich hat heute die Elektroindustrie der BRD im Rüstungsgeschäft eine Schlüsselposition erlangt, die früher anderen Wirtschaftszweigen zukam. Der Grund dafür ist einleuchtend: Die eigentliche Werftleistung zum Beispiel beim Bau eines Kriegsschiffes ist von früher 60 Prozent auf heute etwa 30 Prozent zurückgegangen. Den verbleibenden Hauptteil von fast 70 Prozent schluckt allein die Elektronik. Kampfflugzeuge zeichnen sich heute dadurch aus, daß ihre Waffensysteme und die Flugbewegungen elektronisch gesteuert und kontrolliert werden. Die Granaten oder Raketen, die ein moderner Panzer verschießt, werden ebenfalls von elektronischen Geräten gelenkt.

Für einen neuen Flakpanzer der Bonner Bundeswehr sind allein 60 Prozent der Kosten für die Elektronikausrüstung vorgesehen.

So stürzten sich denn in den letzten Jahren die führenden Elektronikunternehmen der BRD auf das lohnende Rüstungsgeschäft, und es gibt heute kaum einen Elektronikkonzern, der nicht in Geschäftsbeziehungen zum Bonner Kriegsministerium steht, ob es der Siemenskonzern ist, AEG-Telefunken oder die zum ITT-Konzern gehörende Standard Elektrik Lorenz, ob Bosch in Stuttgart, Krupp Atlas-Elektronik in Bremen oder Rhode und Schwarz in München.

Das ist kein Wunder, sind doch hier die höchsten Profite zu erlangen. Erzielte das gesamte Aktienkapital 1969 in der BRD eine Nettoprofitrate von etwas über 85 Prozent, so wurde durch die einflußreichsten Rüstungskonzerne eine durchschnittliche Nettoprofitrate von etwa 128 Prozent

erreicht. In einigen Fällen wurden von Rüstungsbetrieben sogar Profite von 300 Prozent des eingesetzten Kapitals erzielt[1].

Das Rüstungsgeschäft bringt den Monopolen die höchsten Profite. Deshalb drängen sie auf ständige Rüstung und verkörpern dadurch Reaktion und Aggressivität des Imperialismus.

Der Siemenskonzern ist z. B. voll im Rüstungsgeschäft. Er produziert:

- Radar- und Navigationsgeräte für Kriegsschiffe,
- Fernmeldegeräte für die Bundeswehr,
- Kühlaggregate für Flugzeuge und Unterseeboote,
- Flugplatzausrüstungen für die Luftwaffe,
- Anlagen der elektronischen Datenverarbeitung für Rüstungsgüter aller Art,
- Computer für den militärischen Bereich,
- Anlagen der Energieversorgung, -erzeugung, der Verkehrstechnik und der Datenverarbeitung für Raketen und Flugzeuge[2].

Darüber hinaus steckt dieser Konzern noch über beide Ohren in der Entwicklungsarbeit für viele andere militärische Vorhaben.

AEG-Telefunken hat die amerikanische Flugabwehrrakete *Hawk* nachgebaut und am Radargerät des *Starfighters*, an verschiedenen Torpedosystemen sowie am Schützenpanzer *Marder* mitgearbeitet. Beim *Kampfpanzer 70*, der später als elektronisch überladen abgelehnt wurde, war AEG ebenfalls dabei. Derselbe Konzern entwickelte auch Nachtsichtgeräte und Abstandszünder für die Bonner Armee.

»Unsere militärischen Verschlüsselungsgeräte«, brüstete sich der ehemalige AEG-Vorstand Werner Nestel, »haben bei einem Vergleich in der NATO die höchste Sicherheit gezeigt.«

Fast 65 Prozent des AEG-Fachbereiches Hochfrequenz in Ulm (drahtlose Nachrichtentechnik, Navigationsanlagen, Radar) arbeiten für die Rüstung. Dieser Konzern ist außerdem am NATO-Projekt *Nadge* beteiligt, einem einheitlich geplanten Luftüberwachungssystem, das von der Türkei bis Norwegen reichen soll[3].

Der enorme Aufschwung des Industrieraumes München, insbesondere in den letzten Jahren, ist überhaupt entscheidend von der Rüstungsindustrie bestimmt worden. Eng versippt sind diese Rüstungsmonopole mit den reaktionärsten politischen Kräften der BRD, mit Franz Josef Strauß und der CSU.

Die Elektronikkonzerne in der BRD verdienen Unsummen am ständig wachsenden größten Einzelposten des Bonner Haushalts, dem Bundes-

[1] IPW-Berichte, Ausgabe 1/72, S. 41.
[2] DWI-Berichte, Ausgabe 7/70, S. 36.
[3] Der Spiegel, Ausgabe 28/72, S. 32.

wehretat, der im Jahr 1972 auf fast ein Viertel des Gesamthaushaltes und damit auf rund 24,5 Milliarden Mark angewachsen war.

Um beim Run auf die Milliardensummen des bundesdeutschen Steuerzahlers gut gerüstet zu sein, schufen sich die größten Rüstungskonzerne, einschließlich der Elektronikindustrie, rund um die Bonner Hardthöhe etwa 180 »Verbindungsstellen«, »Behördenbüros« und »Verkaufsbüros«.

Dabei geht es den Konzernen nicht nur um Rüstungsaufträge. Das ganz große Geschäft sind sogenannte Entwicklungsaufträge. Damit finanzieren die Konzerne ihre eigenen Forschungen für den privaten Markt. So erhält der Siemenskonzern zum Beispiel vom Bonner Kriegsministerium hohe Summen für die Entwicklung von Kühlaggregaten, thermionischen Konvertern (Strom aus Uran für Raumfahrzeuge und Satelliten), Antrieben für interplanetare Raketen auf Plasmabasis sowie für nachrichtentechnische Ausrüstungen für Satelliten.

Bei der Vergabe von hohen Entwicklungssummen und Rüstungsaufträgen hat sich zwischen dem Bonner Kriegsministerium und den Elektronikkonzernen ein enges, gut durchorganisiertes Zusammenspiel entwickelt. Es entstanden sogenannte Planungsgesellschaften. Sie sind Eigentümer der Rüstungsunternehmen, nehmen aber behördliche Aufgaben wahr. Es gibt die Marinetechnik-Planungsgesellschaft (MTG), die Elektronik-System-Gesellschaft (ESG) und die Gesellschaft für Führungssysteme (GFS). Diesen Gesellschaften wurden Aufgaben der Planung und der Organisation von Rüstungsvorhaben übertragen. Anteilseigner der MTG in Hamburg sind u. a. Siemens, Atlas-Elektronik, AEG, Standard Elektrik Lorenz. Gesellschafter der ESG in München sind: AEG, Siemens, Standard Elektrik Lorenz sowie Rhode und Schwarz, und hinter der GFS in Köln verbergen sich wiederum Siemens und AEG.

Damit die Verflechtung zwischen Rüstungswirtschaft, Bonner Kriegsministerium und der Militärhierarchie in der BRD noch enger gestaltet werden kann, wurde im Juni 1970 vom damaligen Kriegsminister Helmut Schmidt (SPD) ein *Arbeitskreis Rüstungswirtschaft* gegründet. Im gehören führende Vertreter des Bonner Kriegsministeriums sowie die führenden Persönlichkeiten von 27 Rüstungsmonopolen an, darunter selbstverständlich auch die Vertreter der größten Elektronikkonzerne in der BRD:

- das Vorstandsmitglied der AEG, Erhard Löwe,
- das Vorstandsmitglied von Siemens, Josef Schniedermann.

Dieser Arbeitskreis tagt alle drei Monate und berät, wie der Bonner Rüstungsetat am effektivsten und dabei für die Rüstungsmonopole am profitabelsten angelegt werden kann. Darüber hinaus wurden viele ehemalige hohe Offiziere der Bundeswehr in Posten der Rüstungsindustrie »eingekauft«. So ging z. B. Generalmajor Lothar von Heinemann zur Deutschen Philips, und auch Standard Elektrik Lorenz übernahm aus-

gediente Offiziere in leitende Stellungen. Die Rüstungsmonopole können die militärischen Kenntnisse ihrer neuen Mitarbeiter gut gebrauchen, sei es beim Verhandeln im Bonner Kriegsministerium, sei es beim kameradschaftlichen Umgang mit ihren ehemaligen, aber noch aktiven Untergebenen, um frühzeitig profitträchtige Projekte zu erkennen.

Der schon erwähnte Ernst Wolf Mommsen postulierte während seiner Amtszeit im Bonner Kriegsministerium die »Partnerschaft zwischen Wirtschaft und Bundeswehr«. Er umschrieb damit beschönigend ein System, das sich in den letzten Jahren in der BRD herausgebildet hat, und in das auch die großen Elektronikkonzerne integriert sind. Dieses System läßt sich am treffendsten mit dem Begriff Militär-Industrie-Komplex bezeichnen. Dabei ist die organisatorische Verschmelzung der Machtapparate sowie die personelle Verflechtung nur die äußere Erscheinungsform des Militär-Industrie-Komplexes. Entscheidend ist die Verschmelzung der Macht im Sinne einer allseitigen Klassenherrschaft des Monopolkapitals, die über das Schicksal der Bevölkerung in der BRD bestimmt. Dieses Bündnis übt einen unheilvollen Einfluß auf die Politik des westdeutschen Staates aus, macht ihn reaktionär und aggressiv.

Zum Militär-Industrie-Komplex in der BRD zählen:

- die führenden Rüstungskonzerne der Flugzeug- und Raketenindustrie, der Elektronik-, Chemie- und Atomindustrie sowie des Kriegsfahrzeugbaus und der Herstellung schwerer Waffen,
- die mit diesen Konzernen verbundenen Monopolbanken,
- die Militärhierarchie der Bundeswehr,
- das Kriegsministerium und die übrigen staatsmonopolistischen Militarisierungsorgane,
- die reaktionären und militaristischen Hauptkräfte der politischen und ideologischen Organisationen des Monopolkapitals.

Für die Elektronikkonzerne, wie für das ganze imperialistische System des Bonner Staates trifft das zu, was im Bericht des Zentralkomitees der SED an den VIII. Parteitag dazu gesagt wurde:

»Insbesondere während der letzten Jahre hat in der BRD die Konzentration des Kapitals in den Händen weniger Superkonzerne sprunghaft zugenommen. Charakteristisch sind das Entstehen eines militärisch-industriellen Komplexes, eine krebsartig wuchernde Rüstungswirtschaft sowie ein nie gekannter Grad der Verschmelzung zwischen den Monopolen und dem Staat.«

# Möglichkeiten zur Qualifizierung an der Technischen Unteroffiziersschule *Erich Habersaath*, Fachrichtung Nachrichtentechnik

*Oberst Heinz Erlekampf*

In seiner Eröffnungsvorlesung am 1. 12. 1969 stellte der Minister für Nationale Verteidigung die Aufgabe, an der Technischen Unteroffiziersschule *Erich Habersaath* der Nationalen Volksarmee Unteroffiziere in Spezialverwendung neuen Typs auszubilden.

Er sagte dazu sinngemäß:

An der Technischen Unteroffiziersschule *Erich Habersaath* sind Unteroffiziere unserer Nationalen Volksarmee auszubilden, die

- überzeugte Sozialisten sind, deren Handeln durch die wissenschaftliche Weltanschauung des Marxismus-Leninismus, durch das unerschütterliche Vertrauen in die Partei der Arbeiterklasse und in die Sache des Sozialismus, durch sozialistischen Patriotismus und sozialistischen Internationalismus bestimmt wird;
- bewußte militärische Klassenkämpfer sind, die willens und fähig sind, an der Seite der Sowjetarmee und der anderen Bruderarmeen der sozialistischen Militärkoalition den imperialistischen Aggressor zu vernichten und den Sieg auf dem Gefechtsfeld zu erringen;
- Führer, Erzieher und Ausbilder sozialistischer Kampfkollektive sind und ihre Unterstellten zur bewußten militärischen Disziplin erziehen;
- ausgezeichnete Militärspezialisten sind, über ein hohes Maß an militärischen und militärtechnischen Kenntnissen und Fertigkeiten verfügen und ständig im Interesse der militärischen Hauptaufgabe an ihrer eigenen Bildung arbeiten.

Das sind auch die Erziehungs- und Bildungsziele an der Technischen Unteroffiziersschule. Sie finden ihren Ausdruck in der Persönlichkeit des sozialistischen Unteroffiziers in der Nationalen Volksarmee. Demzufolge ist die systematische und offensive ideologische Arbeit, die alle Bereiche des Lebens an unserer Schule durchdringt, im Erziehungs- und Ausbildungsprozeß die Hauptaufgabe.

Davon hängt gleichermaßen ab, daß das Lernen und Weiterlernen zum Bedürfnis eines jeden Unteroffiziersschülers wird, dem rationelle Methoden

selbständiger Arbeit vertraut sind und der seine Kenntnisse und Fertigkeiten in politischer und in der militärfachlichen Ausbildung unter allen Bedingungen umsichtig anwenden kann. Das erfordert zum Beispiel auf dem Gebiet der Nachrichtentechnik, alle elektronischen Führungs- und Kampfmittel, die Prüf- und Meßgeräte, die zur Instandsetzung und Wartung notwendigen Werkzeuge in ihrem Aufbau kennenzulernen, warten, bedienen und instandsetzen zu können.

Jeder Unteroffiziersschüler muß nach technischen Unterlagen Instandsetzungen selbst durchführen können, Unterstellte dabei anleiten, kontrollieren und die Wartungs- und Instandsetzungsarbeiten selbst planen, organisieren und durchführen. Der Unteroffiziersschüler lernt während seiner Ausbildung, die zur Instandsetzung unter besonderen Bedingungen notwendigen einfachen Prüf- und Hilfsmittel selbst zu berechnen, solche herzustellen und anzuwenden. Das setzt jedoch voraus, daß die Ausbildung so gestaltet ist, daß der Unteroffiziersschüler die wichtigsten Zusammenhänge technischer Prozesse in der Elektronik erkennt und diese umfassend beherrscht. Dazu erlernt er bei der Instandsetzung die erforderlichen Technologien und Algorithmen: Die Ausbildung der notwendigen Fähig-

keiten setzt moderne Lehreinrichtungen voraus. An der Technischen Unteroffiziersschule *Erich Habersaath* finden wir sie nicht nur in der Fachrichtung Nachrichtentechnik, sondern auch in allen Spezialrichtungen.

Die Fachrichtung Nachrichtentechnik verfügt zur Ausbildung von Mechanikermeistern und Obermechanikern über moderne Lehrkabinette, Lehrwerkstätten und Labors, die eine ausgezeichnete Grundlagenausbildung, Instandhaltungs- und Instandsetzungsarbeiten, praxisbezogen

in allen Varianten für einen disponiblen Einsatz der Unteroffiziersschüler, zulassen. Darüber hinaus kann die Ausbildung in der Instandhaltung und Instandsetzung auch ortsvariabel durchgeführt werden.

Zur Durchführung des Lern- und Erziehungsprozesses sind an der Technischen Unteroffiziersschule *Erich Habersaath* ausgezeichnete Lehrer mit entsprechender Qualifikation tätig, die mit großem menschlichem Einfühlungsvermögen, politischen, fachlichen und lehrmethodischen Erfahrungen den Ausbildungsprozeß leiten und lenken.

Die Ausbildung an der Fachrichtung Nachrichtentechnik erfolgt in folgenden Ausbildungskomplexen:

- gesellschaftswissenschaftliche Ausbildung;
- allgemeine militärische Ausbildung;
- allgemeine Grundlagenausbildung in naturwissenschaftlichen Fächern;
- Spezialausbildung, die im einzelnen gegliedert ist in
  - die Grundlagenausbildung,
    hier werden Elemente nachrichtentechnischer Systeme, Baugruppen nachrichtentechnischer Systeme, Schaltanalyse u. a. gelehrt,
  - die praktische Ausbildung,
    hier lernt der Unteroffiziersschüler die Hauptgerätetypen, Meßtechniken und meßtechnische Verfahren, Organisationsprinzipien der materiell-technischen Sicherstellung und die Instandsetzung der Technik in der Praxis kennen.

Die Ausbildung ist in Komplexthemen zusammengefaßt, damit in jedem Fall Theorie und Praxis eng verbunden werden können. Wir unterscheiden in der Ausbildung an der Fachrichtung die Ausbildung an:

- feldmäßiger Nachrichtentechnik;
- kommerzieller Nachrichtentechnik.

Die Ausbildungszeit beträgt 6 und 12 Monate und schließt mit einer Prüfung als Obermechaniker im jeweiligen Profil mit dem Dienstgrad eines Unteroffiziers und dem Facharbeiterbrief der Deutschen Demokratischen Republik bzw. Meisterzeugnis ab.

Die 12monatige Ausbildung erfolgt in den Profilen:

- Funkobermechaniker KW und UKW;
- Fernmeldeobermechaniker für Übertragungstechnik, GWN und Telexanlagen;
- Richtfunkobermechaniker.

Die 6monatige Ausbildung ist die Weiterbildung zum Mechanikermeister und erfolgt in den Profilen:

- Funkmechanikermeister;
- Fernmeldemechanikermeister;
- Aggregatemechanikermeister;

Um eine 6monatige Ausbildung als Qualifizierung an der Fachrichtung Nachrichtentechnik der Technischen Unteroffiziersschule aufnehmen zu können, sind folgende Voraussetzungen notwendig:

- abgeschlossene Ausbildung als Obermechaniker oder langjährige Praxis in der Truppe als Obermechaniker oder Werkstattleiter;
- nach abgeschlossener Obermechanikerausbildung mindestens 2 bis 3 Jahre Truppenpraxis;
- Verpflichtung als Berufssoldat.

Für die Ausbildung zum Obermechaniker und Unteroffizier nach bestandener Prüfung in 12monatiger Ausbildung müssen die Bewerber:

- die 10klassige polytechnische Oberschule abgeschlossen haben;
- eine artverwandte abgeschlossene Berufsausbildung als
  - Elektriker,
  - Elektromonteur,
  - Funkmechaniker,
  - Fernsehmechaniker,
  - Optiker
  - BMSR-Techniker,
  - Büromaschinenmechaniker,
  - Feinmechaniker
  - Uhrmacher

  o. a. nachweisen können und
- die Verpflichtung als Soldat auf Zeit oder Berufssoldat eingegangen sein.

Da es zum Beispiel in der Nachrichtentruppe etwa 50 verschiedene Profile und Spezialrichtungen in der technischen Ausbildung gibt, ist es verständlich, daß diesem Erfordernis nur durch Konzentration der Ausbildung auf bestimmte Grundprofile und Spezialrichtungen entsprochen werden kann. Die Ausbildung in bestimmten Grundlagen wird daher sehr umfangreich durchgeführt, um den disponiblen Einsatz der Unteroffiziere nach abgeschlossener Ausbildung zu gewährleisten. Die Erfahrungen zeigen, daß wir dadurch den Erfordernissen der wissenschaftlich-technischen Revolution im Militärwesen am besten gerecht werden. Selbst bei einem periodischen Wechsel der Technik ist der an unserer Schule ausgebildete Mechaniker in der Lage, schnell an und mit neuer Technik arbeiten zu können.

Durch die praxisbezogene Erziehung und Ausbildung werden hochqualifizierte technische Kader für die Nationale Volksarmee herangebildet. An der Technischen Unteroffiziersschule *Erich Habersaath* kann jeder Jugendliche unserer Republik, der als Soldat auf Zeit oder Berufssoldat seinen Ehrendienst in der Nationalen Volksarmee leisten will, eine solide Ausbildung erhalten. Zur Vorbereitung auf den Ehrendienst in der Nationalen Volksarmee sollte jeder Jugendliche an der vormilitärischen Ausbildung und an militärpolitischen Maßnahmen der Wehrorgane teilnehmen.

Die Technische Unteroffiziersschule *Erich Habersaath* ist eine moderne technische Lehreinrichtung der Nationalen Volksarmee, die nicht nur eine Qualifizierung in nachrichtentechnischer Hinsicht, sondern auch auf vielen anderen Spezialgebieten der Technik zuläßt.

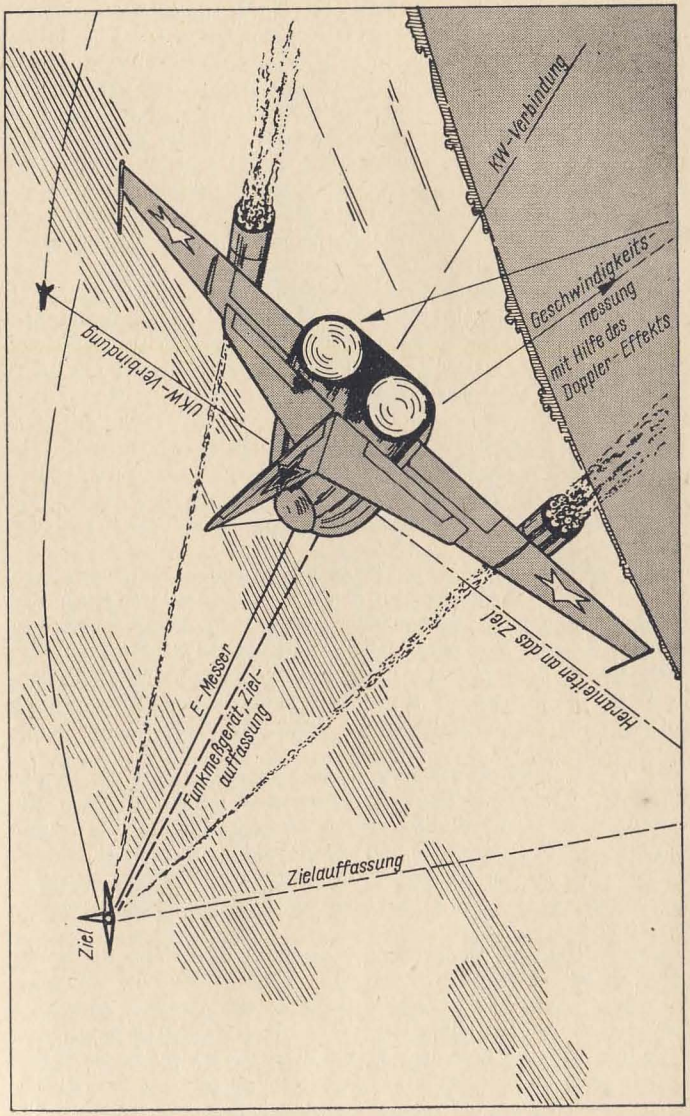
*Generalmajor*
*Prof. Dr. rer. mil. Ing.*
*I. Anurejew*
*Oberstleutnant Dr.-Ing. W. Frolow*

# Funkelektronik im Militärwesen

Moderne Kampfflugzeuge und interkontinentale Raketen sind mit vielen elektronischen Geräten »vollgestopft«. Untereinander sind diese elektronischen Geräte über kilometerlange, verschiedenfarbige Leitungen verbunden. Das sind die »Nervenverbindungen« der Geräte. Es genügt ein elektrischer Impuls, ein »Element« eines Kommandos, und eine Rakete schwenkt auf den Gefechtskurs ein, hebt sich von der Startrampe ab, Rauchschwaden hinter sich lassend, oder gelenkte reaktive Geschosse erhellen mit blendendem Lichtblitz den nächtlichen Himmel ...

Das 20. Jahrhundert – das Jahrhundert phantastischer Geschwindigkeiten und hochleistungsfähiger Waffen. Welche Beinamen gibt man dem 20. Jahrhundert: »Jahrhundert der Überschall-Luftfahrt«, »Atom-Jahrhundert«, »Raketen-Jahrhundert«, »Jahrhundert der Polymere«, »Jahrhundert der gesteuerten thermonuklearen Reaktion« ... Keiner wird jedoch ein charakteristisches Merkmal unseres Jahrhunderts ableugnen: daß die Wirtschaft und alle Gebiete des Militärwesens in außergewöhnlich hohem Maße mit Geräten der Funkelektronik ausgestattet sind. Mehr noch, man kann sagen, daß die Vervollkommnung vieler Waffenarten in der Hauptsache durch die Funkelektronik vor sich geht, durch selbststeuernde automatische Systeme, Elektronenrechenmaschinen und vieles mehr.

Die Funkelektronik überraschte stets durch außergewöhnliche Zielstrebigkeit bei der praktischen Anwendung neuer Entdeckungen. Der Weg von der Erfindung des Radios durch A. S. Popow bis zum *goldenen Zeiger* eines automatischen Flugzeugfunkkompasses wurde in einer Rekordzeit zurückgelegt. Zuerst baute man in den Flugzeugen Funkempfänger ein. Später kamen Sender hinzu. Das Flugzeug konnte jetzt »sprechen«. Um eine Nachricht an den Leitoffizier zu geben, brauchte man nun nicht mehr mit den Tragflächen zu »wackeln«. Der Pilot drückt heute auf den entsprechenden Knopf am Sender und spricht die erforderliche Meldung. Bedeutend erhöhten sich auch die Reichweiten der Funkverbindung. In großem Umfang setzt man heute auch Funkmeßgeräte ein. Man kann sich keinen Flugplatz vorstellen, von dem aus nicht auf kleinen Hügeln Funkmeßantennen den Himmel abtasten.


KW-Verbindung
Geschwindigkeits-
messung
mit Hilfe des
Doppler-Effekts
UKW-Verbindung
Herantliegen an das Ziel
E-Messer
Funkmeßgerät, Ziel-
auffassung
Zielauffassung
Ziel

Durch Regen und Schneesturm fliegt das Funkecho, um als heller Fleck auf dem smaragdfarbenen Bildschirm des Funkmeßgeräts zu erscheinen. *Entfernung .... Kurs .... Höhe ....* — liest er von dem Planschette ab und leitet die Flugzeuge dadurch zuverlässig. Durch die Funkelektronik beginnt aus der Umgangssprache der Fliegerei der Begriff *schlechtes Wetter* auszusterben. Es bedeutet keine Gefahr für das Flugzeug mehr, wenn die Erde von einer mehrschichtigen Wolkendecke eingehüllt ist. Der Navigator sieht trotzdem alle bekannten Orientierungspunkte, die da langsam auf dem runden Bildschirm neben den scharfen Umrissen der auf der Erde befindlichen Gegenstände »dahinschwimmen«. Das alles macht die Funkmeßtechnik möglich.

Nicht außergewöhnlich sind Abfangübungen von gegnerischen Flugzeugen in der Stratosphäre unter beliebigen meteorologischen Bedingungen am Tag und in dunkler Nacht mit Hilfe des Funkmeßvisiers. »*Ziel aufgefaßt, ich greife an*«, meldet der Pilot an den Jägerleitstand. Der Jägerleitoffizier sieht den eigenen Jäger mit Hilfe funktechnischer Geräte in Entfernungen von einigen 10 Kilometern. Der Funkhöhenmesser an Bord des Flugzeugs, der die Bodenunebenheiten abtastet, warnt die Flugzeugbesatzung vor gefährlichen Bodenerhebungen. Mit Hilfe des Doppler-Effekts können die Fluggeschwindigkeit und der Abdriftwinkel mit einer Genauigkeit bestimmt werden, die andere flugnavigatorische Geräte nicht erreichen.

Die Funkelektronik ging stets Hand in Hand mit der Automatisierung. Ein moderner Autopilot enthält die gleichen funkelektronischen Baugruppen, Transistoren, Mikroschaltungen usw. wie andere Geräte. Jetzt steht den Flugzeugbesatzungen ein neues Gerät zur Verfügung, der Autonavigator. Mit diesem Gerät kann ein Flugzeug unter beliebigen meteorologischen Bedingungen auf einem festgelegten Kurs gesteuert werden. Äußere Störungen berücksichtigt das Gerät bei der Einhaltung des festgelegten Kurses.

Viel ist mit Hilfe der Funkelektronik im Militärwesen geschaffen worden. Vieles aber bleibt noch zu tun: So zum Beispiel sich selbst einstellende Autopiloten und Regulatoren, die ohne den Menschen die Flugbedingungen, den Zustand der Atmosphäre und andere Faktoren berücksichtigen, ein optimales Flugregime auswählen, das heißt bei geringstem Bedarf an Flugbetriebsstoff die Gefechtsmöglichkeiten der Flugzeuge maximal erhöhen.

Als wichtiges Problem wird zur Zeit die Zuverlässigkeit der sich ständig komplizierter erweisenden Aggregate und Systeme der Flugzeuge angesehen. Auf diesem Gebiet eröffnen sich große Perspektiven für automatische Kontrollsysteme, die nicht nur buchstäblich im Augenblick Informationen über den Zustand der technischen Systeme liefern, sondern auch in ihrer Art Voraussagen ermöglichen und über mögliche Ausfälle schon lange vor dem Flug signalisieren. Eine unschätzbare Hilfe

leisten hier elektronische Rechenmaschinen und andere kybernetische Einrichtungen.

Heute wundert sich niemand mehr über solche Begriffe wie *Funktäuschung* und *elektronischer Krieg*. Dem Gegner die Möglichkeit der Nutzung funkelektronischer Mittel zu nehmen bedeutet, ihn der »Augen«, »Ohren« und des »Gehirns« seiner Führung berauben.

Abhängig von dem Ausstattungsgrad mit verschiedenen funkelektronischen Mitteln sowie elektronischer Rechenmaschinen, beurteilen wir den technischen Fortschritt der einen oder anderen Waffengattung.

Wir leben im Jahrhundert der Informationen. Der Weltraum ist angefüllt mit Signalen, Rufzeichen, Funkgesprächen. Man hat gelernt, Informationen genau wie Zucker, Brot oder geschmolzenen Stahl zu messen. Es wurde das »Gramm« für Informationen gebräuchlich, die Dualeinheit, das *bit*. Elektromagnetische Wellen sind unsichtbar, aber sie können ganze »Tonnen« Informationen tragen. Die Informationslawinen ergießen sich auch auf das Gefechtsfeld und sättigen die Nachrichtenkanäle bis an ihre Grenze.

Das moderne Gefecht nimmt große Räume ein, zeichnet sich durch eine nie dagewesene Feuerkraft aus, erfordert ein außergewöhnlich kompliziertes Zusammenwirken aller Waffengattungen und ist durch schnell veränderte Kräfteverhältnisse gekennzeichnet. Die Raketenkernwaffen und andere moderne Technik erforderten, daß neue Formen und Methoden militärischer Operationen ausgearbeitet wurden. Das alles führte zu einem enormen Anwachsen an Informationen, die jeder Kommandeur, ja sogar der einzelne Soldat erhalten muß, um rechtzeitig einen richtigen Entschluß zu fassen. Heute muß man sogar in den untersten militärischen Einheiten drei- bis viermal mehr Informationen über die Lage sammeln, als das früher der Fall war.

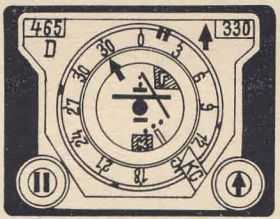
Die Kompliziertheit militärischer Handlungen stellt hohe Anforderungen, hinsichtlich der Operativität und Effektivität der Führung, an die Qualität der zu fassenden Entschlüsse.

Das Fassen eines richtigen, optimalen Entschlusses erfolgt gewöhnlich auf der Grundlage des quantitativen Vergleichs verschiedener Entschlußvarianten. Und hier kommen dem Kommandeur und seinem Stab neben der Arithmetik, der Algebra und der Geometrie die Informationstheorie, die mathematische Statistik, die Bedienungstheorie, die mathematische Modellierung, die Spieltheorie und eine Vielzahl Methoden zu Hilfe, die man unter dem Begriff mathematische Programmierung zusammenfaßt.

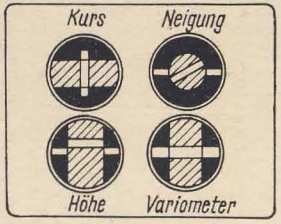
Mathematische Methoden werden auf verschiedenen Gebieten des Militärwesens eingesetzt. Sie können bei der Beurteilung eines Einzelgeräts wie ganzer Komplexe von Militärtechnik und Bewaffnung angewendet werden. Mathematische Methoden haben sich auch als äußerst wirksam bei der Analyse von Möglichkeiten für die Dislozierung von Truppen

Funkmeßbild der Erdoberfläche

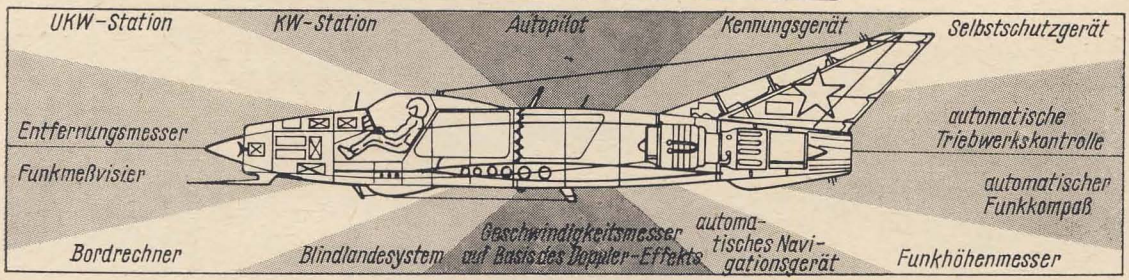
Planschett des automatischen Navigationsgeräts




Kombiniertes Fluglage-darstellungsgerät




Bedienungspult des Autopiloten



erwiesen und sind ein zuverlässiges Mittel für optimale Entschlüsse im Verlauf von Gefechtshandlungen.

Große Reserven für die Erhöhung der Qualität der Arbeit des militärischen Kommandeurs und der Spezialisten bietet der effektive Einsatz elektronischer Rechentechnik. Die elektronischen Rechenmaschinen gestatten, einen großen Teil an Informations- und Rechenarbeit durch automatische Einrichtungen zu erledigen. In dieser Zeit können der Kommandeur und die Spezialisten ihr Hauptaugenmerk auf den logisch-analytischen und schöpferischen Prozeß ihrer Tätigkeit richten.

Wenn man über elektronische Rechenmaschinen spricht, wird häufig ihre phantastisch schnelle Informationsverarbeitung hervorgehoben. Sie können zum Beispiel in Minuten Systeme von Differentialgleichungen lösen, die die Gefechtsdynamik beschreiben (etwa 800 Unbekannte). Früher brauchte dafür ein Rechnerkollektiv mehrere Jahre. Im »Gedächtnis« moderner elektronischer Rechenmaschinen kann man Informationen speichern, die einige Millionen Seiten gedruckten Textes ausmachen. Zum Vergleich sei angeführt, daß die große Sowjetenzyklopädie etwas mehr als 50000 Seiten umfaßt.

Aber das Wesentliche besteht nicht darin. Bei dem heutigen Entwicklungsstand moderner Militärtechnik und den vorhandenen Raketenkernwaffen kann das Bemühen, Entschlüsse auf der Grundlage von *geschätzten* Daten zu fassen, Berechnungen nur auf der Basis von Intuition und Erfahrungen anzustellen, katastrophale Auswirkungen haben.

So sind die automatischen elektronischen Recheneinrichtungen heute nicht einfach *Hüter* aller möglichen und umfassenden Informationen, nicht einfach ein *elektronischer Rechenstab*, der es gestattet, mathematische Operationen mit großer Schnelligkeit auszuführen. Die Elektronenrechenmaschinen sind der unparteiische Berater des Kommandeurs, ohne den er nicht mehr auskommt und den er auch nicht mehr umgehen kann.

In der Epoche der gelenkten Raketenwaffe, der Überschallflugzeuge und der Atom-U-Boote sind die Elektronenrechenmaschinen nicht mehr wegzudenken. Die elektronische Rechentechnik hilft bei der Projektierung von komplizierter Waffentechnik, die früher nicht geschaffen werden konnte. Die Entwicklung von Raketen, Flugzeugen und selbst von Elektronenrechnern ist ohne Elektronenrechenmaschinen nicht mehr denkbar. Eine besondere Rolle spielt im Prozeß der Entwicklung und Erprobung neuer Typen von Waffen und Gefechtstechnik die mathematische und elektronische Modellierung. Elektronische Modelle lassen an einem zukünftigen Panzer, Schiff oder Flugapparat schon viele Probleme vor dem Musterbau erkennen. Am Modell kann man zum Beispiel erproben, wie sich das Flugzeug bei der Landung unter schwierigen meteorologischen Bedingungen verhält. Gleiche Aussagen sind über ein zukünftiges Schiff bei Sturm möglich. Dabei ist es einfach, den *Sturm* auf elektroni-

schem Wege zu steuern; man kann die Amplitude, die Periodizität und die Wellenrichtung verändern, Windböen imitieren usw.

Die Möglichkeiten der Elektronenrechner sind heute bei weitem noch nicht erschöpft. Eine Analyse von Entwicklungstendenzen im Militärwesen zeigt, daß in der Zukunft rechentechnische Methoden und Mittel noch größere Bedeutung erlangen.

Aus diesem Grund werden die qualitativen Veränderungen im Militärwesen in erster Linie mit außerordentlich hohen Anforderungen in theoretischer Hinsicht an die Kader einhergehen, die Elektronenrechner in den Landstreitkräften, den Luftstreitkräften/Luftverteidigung und der Flotte einsetzen und nutzen.

Es ist allgemein bekannt, daß die effektivste Waffe ohne den Menschen, der ausgezeichnet mit ihr umgehen kann, alle ihre starken und schwachen Seiten kennt, tot ist. In dieser Hinsicht macht die Funkelektronik keine Ausnahme. Um sie erfolgreich bei komplizierten Aufgaben zu nutzen, die im Gefechtsverlauf oder in der Gefechtsvorbereitung entstehen, ist es unbedingt notwendig, die Möglichkeiten der funkelektronischen Geräte real einzuschätzen. Die Miniaturisierung der funkelektronischen Mittel schreitet immer weiter voran, so daß Elektronenrechner bereits im Tornister des Soldaten Platz finden. Das heißt aber nicht, daß der sozialistische Soldat nicht mehr zu denken braucht oder der Rechner für ihn Entschlüsse faßt. Umgekehrt, immer und unter allen Umständen forderte und fordert der Waffendienst vom sozialistischen Kämpfer Initiative, Schöpferkraft und schnelle Auffassungsgabe im Gefecht. Wie zum Beispiel ein guter Schütze Kenntnisse über die Ballistik benötigt, muß ein Soldat, der funkelektronische Geräte bedient, sich gut in der Theorie, im Aufbau der Geräte sowie in der Nutzung von Elektronenrechnern und ihrer *mathematischen Bedienung* auskennen.

Aus diesem Grund ist es wichtig, funkelektronisches Wissen umfassend und allseitig unter den jungen wehrpflichtigen Bürgern zu verbreiten. Viele Jugendliche, die sich bereits vor ihrem Wehrdienst Kenntnisse auf dem Gebiet der Funktechnik angeeignet haben, zeigen schon nach kurzer Ausbildungszeit in den Truppenteilen und Einheiten gute Kenntnisse und praktische Fertigkeiten im Umgang mit der modernen Gefechtstechnik.

*Aus Radio (UdSSR)*
*Heft 11/1972*

## *Intersputnik*, wie es sein wird

Ende 1971 wurde in Moskau ein Abkommen über die Bildung eines internationalen Systems und einer Organisation für kosmische Nachrichtenverbindungen *Intersputnik* unterzeichnet. Ein Korrespodent der sowjetischen Zeitschrift РАДИО wandte sich an die Hauptverwaltung für kosmische Nachrichtenverbindungen beim Ministerium für Nachrichtenwesen der UdSSR mit der Bitte, das o.g. Abkommen zu kommentieren. Die Fragen des Korrespondenten beantwortete der Stellvertreter des Chefs der Hauptverwaltung, *Iwan Jakowlewitsch Petrow*.

Welches Ziel wird mit der Bildung von *Intersputnik* verfolgt, und wer ist Mitglied dieser internationalen Organisation?

*I. J. Petrow*

Das Abkommen über *Intersputnik* ist ein Gebot der Stunde. Es ergibt sich gesetzmäßig aus der Politik der Sowjetunion und der anderen sozialistischen Staaten, die auf die Festigung des Friedens und die internationale Zusammenarbeit gerichtet ist. Das Abkommen wurde durch die Erfolge bei der Eroberung des Kosmos möglich, weil durch diese die Frage der gemeinsamen Nutzung von künstlichen Erdsatelliten für die Herstellung von kosmischen Fernverbindungen und der Austausch von Fernsehsendungen auf die Tagesordnung gesetzt werden konnten.

Die Initiatoren für die Bildung des internationalen Systems und die Organisation für kosmische Nachrichtenverbindungen *Intersputnik* waren die Sowjetunion gemeinsam mit der Volksrepublik Bulgarien, der Volksrepublik Ungarn, der Deutschen Demokratischen Republik, der Republik Kuba, der Mongolischen Volksrepublik, der Volksrepublik Polen, der Sozialistischen Republik Rumänien und der Tschechoslowakischen Sozialistischen Republik. Der gemeinsame Vorschlag der sozialistischen Staaten wurde von der sowjetischen Delegation auf der Weltkonferen zur Erforschung und Nutzung des kosmischen Raumes, die 1968 in Wien stattfand, vorgetragen. Gleichzeitig wurde der Vorschlag als UNO-Dokument

*Bild 1 Nachrichtenverbindungen über Nachrichtensatelliten (Prinzip)*

veröffentlicht. Das Abkommen über die Schaffung eines Systems und die Organisation der kosmischen Nachrichtenverbindungen *Intersputnik* basiert auf Empfehlungen in der Resolution der 16. Tagung der UNO-Vollversammlung, in der es heißt, daß der kosmische Raum für alle Staaten offen ist und durch alle ohne Diskriminierung genutzt werden kann. Das Abkommen basiert weiterhin auf dem Vertrag über die Prinzipien der Erforschung und Ausnutzung des kosmischen Raumes, einschließlich des Mondes und anderer Himmelskörper, vom 27. Januar 1967.

Die internationale Organisation *Intersputnik* wurde für praktische Ziele der gemeinsamen und koordinierten Anstrengungen der beteiligten Länder bei der Projektierung, Schaffung, Ausnutzung und Entwicklung von Nachrichtensystemen über künstliche Erdsatelliten geschaffen. *Intersputnik* soll dazu dienen, die Anforderungen der Mitgliedsländer an Kanäle für kosmische Fernverbindungen auf dem Gebiet von Fernsprech-, Fernschreib- und Bildtelegrafieverbindungen, für die Übertragung anderer Arten von Informationen und für den internationalen Fernsehprogrammaustausch über künstliche Erdsatelliten zu erfüllen.

Bis jetzt haben das Abkommen, dem Staaten noch bis zum 31. Dezember 1972 beitreten konnten, Vertreter von 9 sozialistischen Staaten, die auch die Initiatoren von *Intersputnik* waren, unterzeichnet. Im weiteren kann sich dem Abkommen jede Regierung eines beliebigen Landes anschließen.

Was wird das neue internationale System für kosmische Verbindungen darstellen?

*I. J. Petrow*

Zu dem System gehört ein Komplex, der aus Nachrichtensatelliten und Bodeneinrichtungen zur Lenkung der Satelliten auf der Umlaufbahn sowie aus Bodenstationen besteht, die die Verbindungen über die Nachrichtensatelliten aufrechterhalten. Der kosmische Komplex kann, von der Organisation geschaffen, von den Mitgliedsländern erworben oder gepachtet werden. Die Bodenstationen werden von den Mitgliedsländern auf ihrem Territorium, mit eigenen Mitteln, nach einheitlichen technischen Anforderungen errichtet.

Solche Stationen werden bereits in einigen sozialistischen Staaten gebaut. Was den kosmischen Komplex anbetrifft, so erfordert seine Schaffung oder der Erwerb durch die Organisation von den Mitgliedsländern anfangs große Aufwendungen. Das berücksichtigte die Sowjetunion und erklärte, den Mitgliedsländern der Organisation Hilfe zu gewähren. Die Sowjetunion wird die Nachrichtenkanäle auf ihren Nachrichtensatelliten vom Typ *Molnija* bis Ende 1973 kostenlos und danach auf dem Pachtwege zur Verfügung stellen.

In der Zukunft können weitere internationale und nationale kosmische Nachrichtensysteme geschaffen werden. Wie werden sich die Beziehungen zwischen ihnen und *Intersputnik* gestalten?

*I. J. Petrow*

In der Vereinbarung ist die Koordination der Zusammenarbeit zwischen *Intersputnik* und der internationalen Vereinigung für elektrische Nachrichtenverbindungen (ITU) in Fragen der Ausnutzung des Frequenzspektrums, der Anwendung technischer Normen und Standards für Geräte und ebenfalls in Fragen des internationalen Reglements vorgesehen. Außerdem ist die Möglichkeit des Zusammenwirkens von *Intersputnik* mit anderen Systemen für kosmische Nachrichtenverbindungen auf dem Wege der gegenseitigen Bereitsstellung von Nachrichtenkanälen auf den Nachrichtensatelliten vorgesehen. So besteht die Möglichkeit, die Anforderungen aller Länder bei der Sicherstellung internationaler Nachrichtenverbindungen noch besser zu erfüllen.

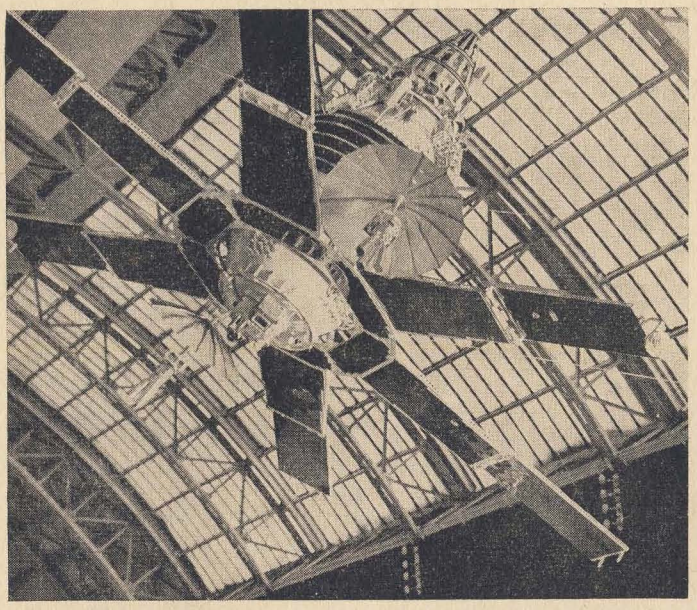


*Bild 2 Nachrichtensatellit Molnija-I im Kosmos-Pavillon auf der Allunionswirtschaftsausstellung in Moskau*

*Nowosti*

Sind bereits die technischen Prinzipien und die Parameter für das internationale Nachrichtensystem *Intersputnik* ausgearbeitet? Erzählen Sie bitte etwas darüber.

*I. J. Petrow*

Ja, die technischen Prinzipien und Parameter für das System *Intersputnik* sind im wesentlichen ausgearbeitet. Kurz kann man folgendes dazu sagen. Bei dem Projekt sind zwei Varianten für den technischen Aufbau des neuen Nachrichtensystems vorgesehen. Variante 1 sieht vor, ein kosmisches Nachrichtensystem zu schaffen, mit dem Nachrichtenverbindungen in den Teilen der Erde sichergestellt werden können, in denen die derzeitigen Mitgliedsländer der Organisation *Intersputnik* liegen. Eine Besonderheit dieser Variante besteht darin, daß infolge des begrenzten Wirkungsbereichs in den Nachrichtensatelliten Kleinleistungsretranslatoren mit Richtantennen installiert werden können, die die Effektivität

der vom Satelliten ausgestrahlten Energie erhöhen. Außerdem braucht man bei dieser Variante die Bodenstationen nur mit Antennen mit einem Durchmesser von etwa 12 Metern auszurüsten.

Die zweite Variante ist so ausgelegt, mit Hilfe des Nachrichtensatelliten einen bedeutend größeren Teil der Erdoberfläche zu bestreichen. Sie kann dann angewendet werden, wenn sich der Kreis der Mitglieder der internationalen Organisation *Intersputnik* erweitert. Bei der Realisierung dieser Variante soll das energetische Potential der Nachrichtenverbindung auf dem Weg vom Satelliten zur Erde dadurch erhöht werden, daß man die Empfindlichkeit der Empfangsanlagen z. B. durch den Einsatz parametrischer Verstärker verbessert, die mit flüssigem Helium gekühlt werden.

Das kosmische Nachrichtensystem *Intersputnik* wird in zwei Etappen aufgebaut. In der ersten Etappe ist vorgesehen, die sowjetischen Nachrichtensatelliten vom Typ *Molnija* auszunutzen, die sich auf einer elliptischen Bahn mit dem Apogäum in etwa 40 000 km Höhe und dem Perigäum in etwa 500 km Höhe und einem Bahnneigungswinkel von etwa 65 Grad bewegen. Ein Nachrichtensatellit mit den o. g. Parametern kann das Territorium aller Mitgliedsländer der Organisation bestreichen. Um eine ganztägige Nachrichtenverbindung sicherzustellen, müssen sich mehrere Satelliten auf der Bahn bewegen.

In der nachfolgenden Etappe (2. Etappe) kann ein stationärer Nachrichtensatellit der Sowjetunion ausgenutzt werden, von dem die Organisation die notwendige Anzahl von HF-Kanälen pachtet. Der stationäre Satellit kann über dem Äquator im Gebiet 60 Grad östlicher Länge eingesetzt werden. Die Dienstzone des Satelliten erfaßt dabei das Territorium aller Mitgliedsländer von *Intersputnik* (außer der Republik Kuba) sowie einer Reihe Länder in Europa und Asien.

Die Nachrichtenverbindungen der Mitgliedsländer der Organisation mit der Republik Kuba werden in dieser Etappe über einen *Molnija*-Satelliten, der sich auf einer elliptischen Bahn bewegt, aufrechterhalten. Wenn sich die Zahl der Mitgliedsländer von *Intersputnik* vergrößert und diese auf verschiedenen Kontinenten der Erde liegen, ist es möglich, zwei stationäre Nachrichtensatelliten auf eine Bahn zu bringen. Dadurch kann die Bedienung der neuen Mitgliedsländer mit Nachrichtenverbindungen sichergestellt werden.

Wie sieht die technische Einrichtung der Bodenstationen von *Intersputnik* aus?

*I. J. Petrow*

Die Bodenstationen des neuen internationalen kosmischen Nachrichtensystems werden eine einheitliche Einrichtung erhalten, die für die Sendung und den Empfang von Signalen für das Schwarzweiß- und

*Bild 3 Bodenstation Orbita auf der Tschuktschen-Halbinsel in Anadyr (Gebiet Magadan, Russische Föderation)*

*Nowosti*

Farbfernsehen mit Begleitton, sowie für Telefonverbindungen ausgelegt sind. Die Geräte werden im Bereich von 4 GHz und 6 GHz arbeiten. Die Qualitätsmerkmale der Nachrichtenkanäle werden den internationalen Normen entsprechen.

Die Antennen der Bodenstationen sind Doppelspiegelantennen mit einem Hauptreflektor von 12 oder 25 Metern Durchmesser. Der Nutzungskoeffizient der Reflektoroberfläche erreicht im genannten Frequenzbereich beim Empfang einen Wert von 0,7 und beim Senden von 0,5. Die Rauschtemperatur der 25-Meter-Antenne beträgt im Zenit 20 Grad Kelvin, bei einem Höhenwinkel von 5 Grad bis 50 Grad Kelvin. Die Rauschtemperatur der 12-Meter-Antenne beträgt im Zenit 10 Grad Kelvin und bei einem Höhenwinkel von 5 Grad bis 40 Grad Kelvin.

Von den übrigen Charakteristiken der Bodenstationen kann man auf die Zwischenfrequenz von 70 MHz und die Bandbreite jedes Kanals von etwa 34 MHz hinweisen. Die Leistung des Bodensenders beträgt etwa 10 kW, die Rauschtemperatur des Empfängers liegt bei 60 Grad Kelvin.

Die gesamte Apparatur, mit Ausnahme der Leistungsverstärker in den Sendern, ist transistorisiert. Es ist auch ein Reservesystem vorgesehen, das einen zuverlässigen und stabilen Betrieb der Bodenstation gewährleistet.

Jede Station wird weitere Einrichtungen haben, die notwendig sind, um die geforderte Anzahl von Fernsprechkanälen und die Sendung und den Empfang von Fernsehprogrammen sicherzustellen. Sie hat außerdem einem spezifischen Komplex von Betriebsmeßgeräten.

Wie schätzen Sie die Vereinbarung über die Schaffung des internationalen Systems und die Organisation der kosmischen Nachrichtenverbindung *Intersputnik* ein?

*I. J. Petrow*

Die getroffene Vereinbarung ist ein wichtiges internationales Ereignis. Sie unterstreicht einmal mehr die Anstrengungen der Sowjetunion und der anderen sozialistischen Länder, die Zusammenarbeit zwischen den Staaten auf ökonomischem, wissenschaftlich-technischem, kulturellem und auf anderen Gebieten im Interesse des Friedens und des Fortschritts zu erweitern.

*Institut*
*für Elektronik*
*der Akademie der Wissenschaften*
*der DDR*

# Elektronische Geräte des Experimentes *Interkosmos 7*

Entsprechend dem Programm für die Zusammenarbeit der sozialistischen Länder bei der Erforschung und Nutzung des Weltraums zu friedlichen Zwecken wurde am 30. 6. 1972 in mittleren Breiten der Sowjetunion der Erdsatellit *Interkosmos 7* gestartet. Den Start führte ein erfahrenes sowjetisches Startkollektiv in Anwesenheit von Vertretern der ČSSR und der DDR durch. Die Bahnparameter des Satelliten lauten: Perigäum 267 km, Apogäum 568 km, anfängliche Umlaufzeit 92,6 min, Bahnneigung 48,4°, sonnenstabilisiert, Energieversorgung durch Solarzellen und NiCd-Akkumulatoren.

Mit *Interkosmos 7 (IK 7)* wurden die gemeinsamen Untersuchungen über die Ultraviolett- und Röntgenstrahlung der Sonne fortgesetzt, die mit *IK 1* und *IK 4* begannen. Die Messungen im UV-Gebiet sind nur von Satelliten aus möglich, da ultraviolette Strahlung im Wellenlängenbereich 0,2···0,3 μm von der Ozonschicht der Stratosphäre absorbiert wird. Strahlung im Bereich 0,1 ... 1800 Å wird von hochatmosphärischen Schichten oberhalb 60 km absorbiert.

An Bord des Satelliten waren folgende wissenschaftliche Geräte installiert:

von der UdSSR: Spektroheliograf;

von der ČSSR: Achtkanal-Röntgenfotometer,
Optisches Zweikanal-Fotometer;

von der DDR: UV-Fotometer, bestehend aus Ly-Alpha-Fotometer und *Schumann-Runge*-Fotometer;

und als neue Qualität der direkten internationalen Kooperation:

Spezialsender (ČSSR—DDR) sowie Röntgenspektropolarimeter (UdSSR—DDR).

Neben einer laufenden Weiterentwicklung der Meßgeräte erfolgte bei diesem Experiment erstmals eine bilaterale Zusammenarbeit an Satellitengeräten. Hierbei traten eine Reihe neuer schwieriger Probleme auf, die jedoch von den beteiligten Kollektiven durch gute Zusammenarbeit gelöst werden konnten.

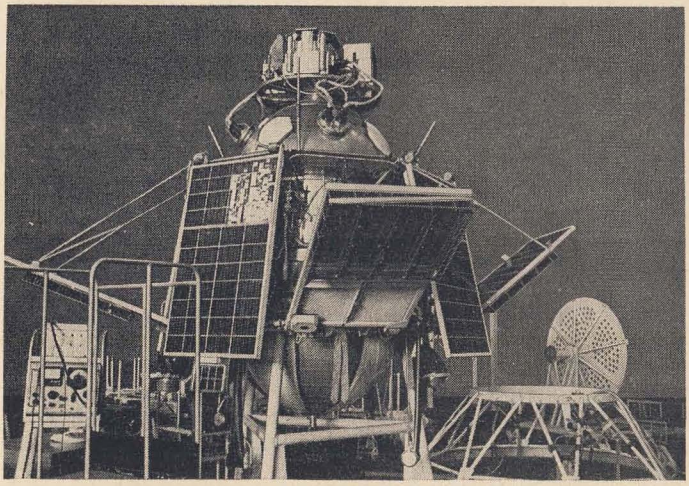


*Bild 1 Satellit Interkosmos 7 in der Montagehalle (APN)*

Alle Geräte arbeiteten während der aktiven Lebensdauer des Satelliten normal, die empfangenen wissenschaftlichen Informationen werden in den beteiligten Ländern ausgewertet. Am Experiment nahmen auch eine Reihe von Bodenstationen der Teilnehmerländer aktiven Anteil, die Signale des Satelliten wurden in Neustrelitz, Ondrejov, Panska Ves und Krasna Pachra empfangen und registriert. Für die Leser des Jahrbuchs sind natürlich die elektronischen Geräte an Bord interessant. Im folgenden dazu einige grundlegende Bemerkungen. Bild 1 zeigt den Satelliten *IK 7* in der Montagehalle. Er besteht aus einem standardisierten Hermetikcontainer (zylindrischer Mittelteil und obere und untere Halbkugelschale), 8 Solarpanelen mit Si-Solarzellen, den Orientierungssensoren, den Antennensystemen sowie der oben angeordneten Geräteplattform für die wissenschaftlichen Geräte, die als *Sensoren* im freien Weltraum arbeiten müssen. Geräte wie Sender, Verstärker oder Stabilisatoren befinden sich im Hermetikteil, da dort günstigere Betriebsbedingungen vorhanden sind. Ein Satellit hat generell folgende Subsysteme (Bild 2):

Struktur mit Thermoregulier- und Orientierungseinrichtungen;

Energieversorgung – mit Solarzellen und Batterien;

Elektronischer Komplex – auch Dienstkomplex genannt;

Orientierungskomplex – je nach Typ

und den Komplex der wissenschaftlichen Instrumentierung.

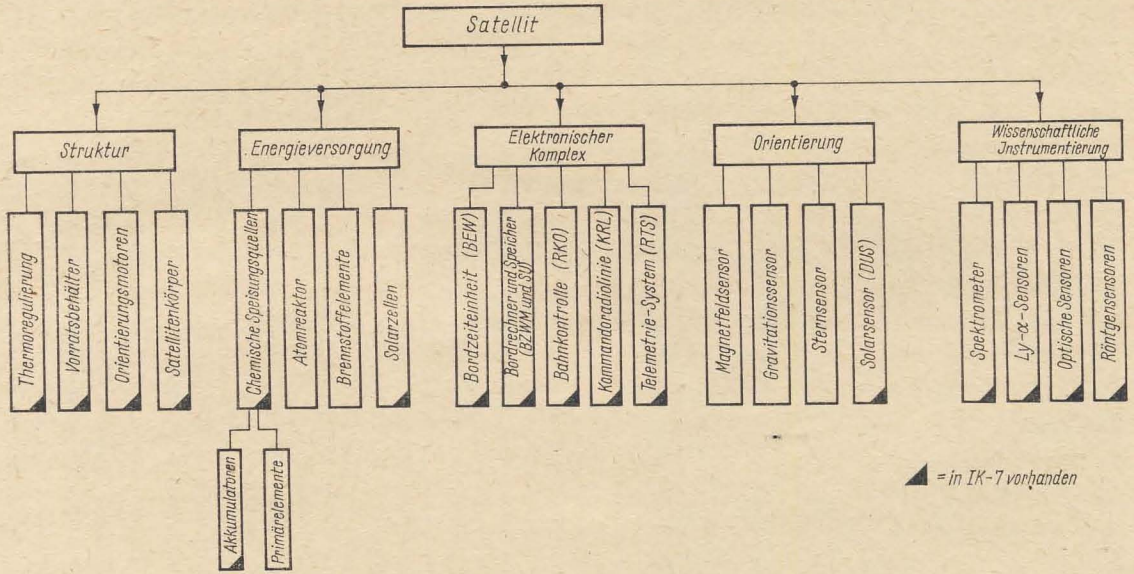



*Bild 2 Subsysteme eines wissenschaftlichen Satelliten*

Welche Teile der einzelnen Komplexe in *IK 7* vorhanden sind, zeigt Bild 2 durch schwarze Dreiecke in den in Frage kommenden Kästchen. Zum wissenschaftlichen Komplex gehören Geräte, die auf der Plattform im freien Weltraum arbeiten – also hier z. B. der Sensorteil des Röntgenfotometers (ČSSR), das Ultraviolettfotometer (DDR), das optische Fotometer (ČSSR), der Spektroheliograf (UdSSR) und der Sensorblock des Röntgenpolarimeters (UdSSR). Die gesamte wissenschaftliche *Nutzlast* weist einen Energieverbrauch von rund 10 Watt auf, insgesamt sind mehr als 500 Transistoren eingebaut.

An die Geräte werden hohe Anforderungen in mechanischer und elektrischer Hinsicht gestellt, sie werden nach Fertigstellung im Labor harten Klima- und Schütteltests unterworfen und längere Zeit *eingebrannt*. Am Startort muß der gesamte Komplex nochmals geprüft werden. Hierzu bringt jedes Teilnehmerland entsprechende Prüfgeräte mit. Bild 3 zeigt ein solches in der DDR entwickeltes typengebundenes Prüfgerät für den Komplex »UV-Fotometer und Telemetriesender«. Es lassen sich die Betriebsarten simulieren, die empfangene Strahlung wird mittels einer speziellen Gasentladungslampe imitiert, und die wichtigsten Kenngrößen der Geräte werden durch Drucktastensteuerung auf einem Zeigerinstrument angezeigt. Es kommt vor, daß für ein Experiment der Prüfaufwand höher ist als derjenige für die Herstellung des Gerätes selbst.

Die Sensoren erfordern eine aufwendige Technologie. So mußten z. B. schüttelfeste Ionisationskammern und Proportionalzähler erst neu entwickelt und getestet werden, es waren Materialuntersuchungen im UV-Gebiet erforderlich und vieles andere mehr. Die mit den Sensoren an

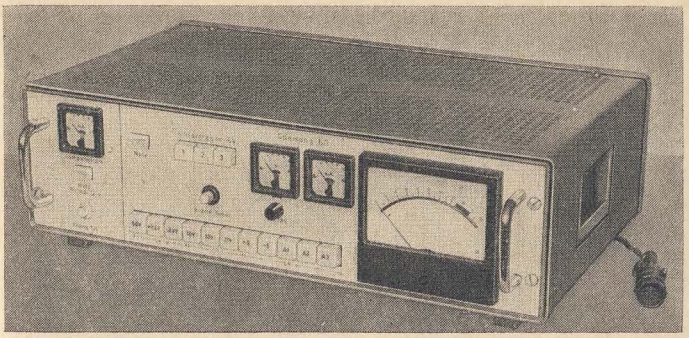


*Bild 3 Typengebundenes Prüfgerät für UV-Fotometer und Sender*

Bord des Satelliten gewonnenen Daten müssen zur Erde übertragen werden. Das geschieht über das Telemetriesystem. Dafür müssen die Ausgangsgrößen der Meßgeräte in eine für die Übertragung geeignete Form umgewandelt, einem HF-Sender zugeführt und über ein Antennensystem abgestrahlt werden. Innerhalb der Funksicht – von einem Höhenwinkel von etwa 10° an – können die Signale am Boden mit einem hochempfindlichen Empfänger und einer Kreuzdipolantenne empfangen werden. Nach der Demodulation steht die analoge Ausgangsgröße des Meßwerts an Bord mit einer Genauigkeit von rund 1 bis 2% zur Auswertung zur Verfügung. Die Trägerfrequenz der bei *IK 7* eingesetzten Telemetrie liegt im 136-MHz-Band, als Modulationsart wurde die Phasenmodulation ausgenutzt. Die Meßwerte werden dabei mehreren Unterträgern als FM aufmoduliert, und die Summe aller Kanäle steuert eine Varaktordiode im Sender (VXCO). Der Sender ist vierkanalig ausgeführt, ein Meßkanal überträgt Werte des Ultraviolettfotometers, die übrigen drei Kanäle Werte des Röntgenfotometers.

Bei einem Höhenwinkel von 10° über dem Horizont und einer mittleren Flughöhe des Satelliten von 600 km beträgt die Schrägentfernung etwa 2000 km (Erdradius mit 6300 km angenommen). Bei einer Senderleistung von 240 mW ergibt sich bei diesen Streckendaten am Boden eine Empfangsleistung von

$$P_e = P_s \frac{S_{eff}}{4\pi \cdot R^2} \quad \text{mit} \quad S_{eff} = \frac{G \cdot \lambda^2}{4\pi}.$$

$S_{eff}$ – effektive Empfangsantennenfläche, $R$ – Entfernung, $P_s$ – Sendeleistung.

Fläche und Gewinn lassen sich nach bekannten Formeln umrechnen. Der Gewinn wiederum ist das Produkt aus Richtfaktor und Wirkungsgrad

Man kann dann die Formel umschreiben zu:

$$P_e = \frac{P_s \cdot D_{boden} \cdot \eta_{boden} \cdot D_{bord} \cdot \eta_{bord} \cdot \lambda^2 \cdot F}{16\pi^2 \cdot R^2}.$$

Eingesetzt wird $P_s = 240 \cdot 10^{-3}$ W; $D_{boden} = 2{,}5$; $\eta_{boden} = 1$; $D_{bord} = 0{,}25$ (Rundstrahlantenne); $\eta_{bord} = 0{,}75$ (Verluste in der Speiseleitung); $\lambda^2 = 4{,}85$ und $F =$ Polarisationsverlust $= 0{,}5$:

Bei Einsetzen dieser Werte wird

$$P_e = 4{,}3 \cdot 10^{-16} \text{ W}.$$

Die bei einer Informationsbandbreite von 5 kHz notwendige Eingangsleistung am Bodenstationsempfänger beträgt $2 \cdot 10^{-16}$ W, so daß die Strecke an der Grenze der Reichweite rund 3 dB Streckensicherheit aufweist. Es müßten sich also bis zur o. g. Schrägentfernung Signale empfangen lassen. In der Praxis ergab sich eine Streckensicherheit von 6 dB, jedoch traten starke Signalstärkeschwankungen je nach Aspektwinkel der Satellitenantenne auf. Sie betrugen bis 10 zu dB. Da der Empfänger mit automatischer Polarisationsnachsteuerung und kohärentem Demodulator (Phase-Lock-Prinzip) ausgerüstet ist, regelt er diese Schwankungen noch aus, und ein sicherer Empfang ist gewährleistet.

Wird eine höhere Übertragungsgenauigkeit der Telemetriestrecke gefordert, so muß man von *analogen* Verfahren auf *digitale* übergehen. Hierbei wird meist die Impulscodemodulation (PCM) eingesetzt. Den Meßwert wandelt ein A/D-Wandler in ein digitales Wort (7 ··· 9 bit Länge), und im Sender erfolgt eine Phasenumtastung. Die einzelnen Meßkanäle werden im Zeitmultiplexer geschachtelt. Sie können am Boden nach Synchronisation zeitlich nacheinander demoduliert und auf getrennte Ausgabegeräte geführt werden. Die Kosten für ein derartiges Telemetriesystem liegen jedoch weit höher, als wenn man ein FM-Multiplex-Analogsystem einsetzt.

Nun sollen noch einige eingesetzte Geräte kurz beschrieben werden, um die Vielfalt der elektronischen Schaltungen an Bord des *IK 7* zu verdeutlichen. Bild 4 zeigt das optische Fotometer mit Prüfgerät, das vom Forschungsinstitut TESLA-VUST in Zusammenarbeit mit dem Astronomischen Institut der ČSAV entwickelt wurde. In Bild 5 ist das Blockschaltbild des Gerätes dargestellt. Über zwei Interferenzfilter gelangt sichtbares Licht auf die Si-Fotodioden *1 PP 75*, die zeitlich abwechselnd

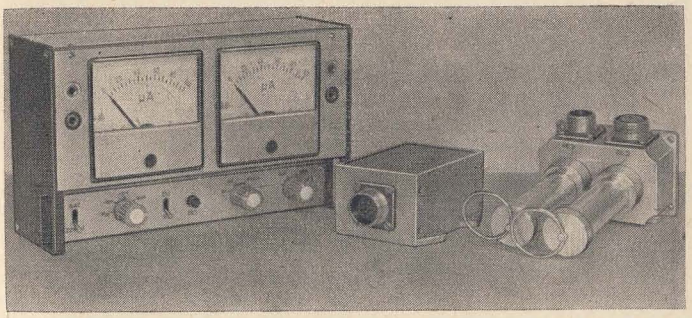


*Bild 4 Optisches Fotometer (TESLA-VUST Nr. 12229)*

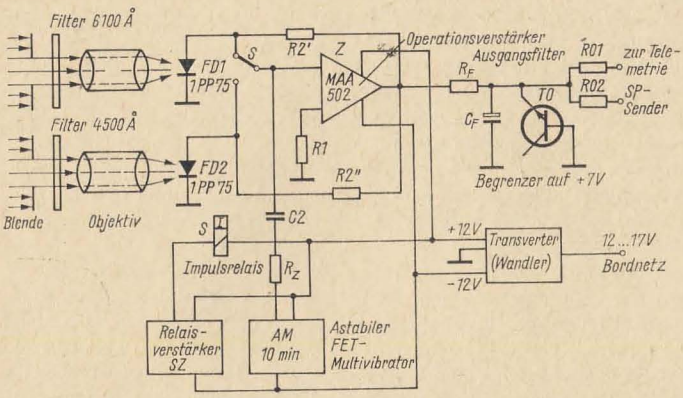



*Bild 5 Übersichtsschaltplan des optischen Fotometers (TESLA-VUST)*

über einen Langzeitmultivibrator an den Operationsverstärker *MAA 502* geschaltet werden. Die Ausgangsspannung gelangt über einen Tiefpaß und einen als Begrenzer im Zenerdurchbruch arbeitenden Si-Transistor an die Telemetrie – sie ist der Beleuchtungsstärke proportional. Die Speisung des Verstärkers und der Steuerelektronik erfolgt über einen Transverter mit Regelung (galvanisch vom Bordnetz getrennt). Das Gerät verbraucht 160 mW und wiegt komplett 650 p.

Bild 6 vermittelt die Ansicht von dem Sensorteil des UV-Fotometers aus der DDR, während Bild 7 schließlich noch den Stromversorgungsteil für dieses Fotometer und den Sender im geöffneten Zustand zeigt. Die Kappen an der Oberseite des Geräts in Bild 6 verdecken die Fenster der Fotozellen und der Ionisationskammern. Sie werden erst unmittelbar vor dem Start abgenommen. Das Gerät wird dadurch empfangsbereit. Weil dieses Gerät direkt im Weltraum arbeitet, waren eine Reihe schwieriger konstruktiver und technologischer Probleme zu lösen. Das Stromversorgungsgerät *BP* in Bild 7 besteht aus den beiden gedruckten Leiterplatten für Vorstabilisator (Schaltregler) und Transverter. Man erkennt die schüttelsichere Montage der Bauelemente und den Ferritkern des Transverterübertragers.

Neben dem Aufwand bei der Konstruktion der einzelnen Geräte muß eine sorgfältige Arbeit beim Zusammenbau aller Geräte im Satelliten geleistet werden. Hier spielen die Probleme der gegenseitigen elektromagnetischen Beeinflussung eine große Rolle. Man muß diese Prüfungen des gegenseitigen Einflusses am endgültigen Aufbau durchführen.

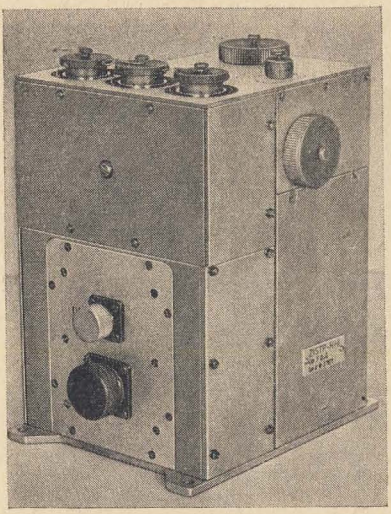


*Bild 6*
*Sensorteil des UV-Fotometers (ZISTP)*

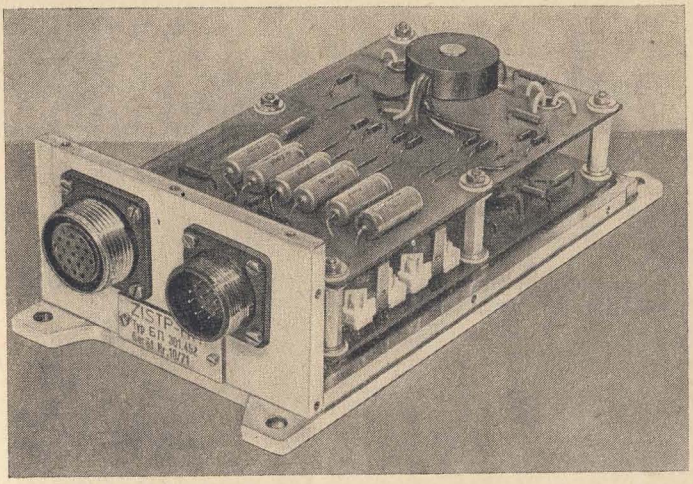


*Bild 7 Stromversorgungsteil für UV-Fotometer und Sender im Experiment IK 7 (ZISTP/IE)*

## Literatur


[1] *Felske, D. / Fischer, H.J. / Schmelovsky, K.H.:* Programm „Interkosmos", wissenschaft und fortschritt 21 (1971), Heft 4, Seite 157 bis 161

[2] *Fischer, H.J. / Kempe, V. / Schmelovsky, K.H. / Rienäcker, J.:* Zweikanal-Wetterbild-Empfangsanlage ZEA-1 mit Optimaldemodulator, radio, fernsehen, elektronik 20 (1971), Heft 21, Seite 582 bis 585

[3] *Fischer, H.J.:* Vielseitiger Nutzen der Interkosmoskooperation, Spektrum 3 (1972), Nr. 5, Seite 16 bis 18

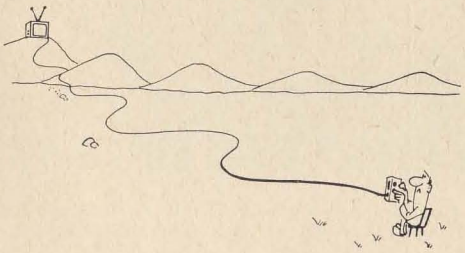
[4] *Fischer, H.J.:* Besonderheiten kosmischer Nachrichtenkanäle, Fernmeldetechnik 12 (1972), Heft 3, Seite 147 bis 149

[5] *Schneider, W.:* Die Wetterbildempfangsstation WES-2 — ein Beitrag der DDR zum Interkosmosprogramm, Feingerätetechnik 21 (1972), Heft 12, Seite 567 bis 570

[6] *Valnicek, B. / Tindo, I.P. / Stark, B.:* Interkosmos-4 auf Solarpatrouille, Erde und Weltall (russ.), Nr. 6 (1971), Seite 16 bis 21

[7] *Speranski, K.J.:* Interkosmos, radio, fernsehen, elektronik 21 (1972), Heft 24, Seite 801 bis 804


**Wir klären Begriffe**



FERNREGLER

*Dr.-Ing. Hans-Joachim Fischer*

# Thyristorzündung für Kraftfahrzeugmotoren

Während sich in letzter Zeit die Transistorzündung bei Serienwagen mehr und mehr als Standardausrüstung eingebürgert hat, gibt es heute noch keine serienmäßig gefertigte Thyristorzündung. Das liegt weniger an den technischen Möglichkeiten, zuverlässige Hochspannungs-Kondensatorzündungen zu bauen, als vielmehr an der Verteuerung des Autos durch derartige elektronische Zusatzgeräte. Es läßt sich nach dem gegenwärtigen Stand der Technik kein HKZ-(Hochspannungskondensatorzünd-)System unter 200,- Mark bauen. Berücksichtigt man die Tatsache, daß beim PKW *Trabant* oder beim PKW *Wartburg* für jeden Zylinder ein

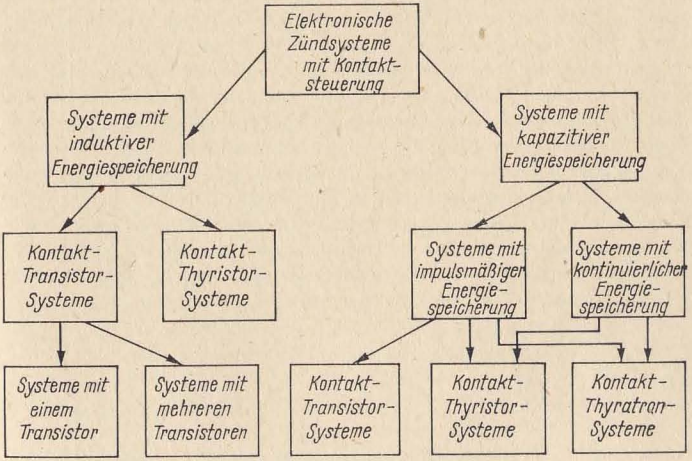



*Bild 1 Systemübersicht elektronischer Zündanlagen mit Kontaktsteuerung*

solches Gerät eingebaut werden müßte, dann ist der Grund für die Nichteinführung leicht einzusehen. Trotzdem bleibt für den Elektronikamateur die Möglichkeit, sich solche Geräte selbst zu bauen.

Im nachfolgenden Beitrag werden einige Hinweise zum Bau zuverlässiger Thyristorzündgeräte gegeben, und es werden die notwendigen Baugruppen eines HKZ-Systems beschrieben.

Man kann die bisher angewendeten Zündsysteme zunächst einmal in zwei Klassen einteilen: elektronische Zündsysteme mit Kontaktsteuerung und solche mit kontaktloser Steuerung. Bei der kontaktlosen Steuerung lassen sich dann noch als Untergruppe Systeme mit elektronischer Voreilwinkelsteuerung oder mit Beschleunigungssteuerung angeben. Da bisher meist Systeme mit Kontaktsteuerung eingebaut wurden, beschränken wir uns auf diese. Bild 1 gibt eine Darstellung der Möglichkeiten zur Realisierung von elektronischen Zündsystemen.

Systeme mit kapazitiven Energiespeichern sind verbreiteter als solche mit induktiven. Bei der HKZ unterscheidet man Systeme mit kontinuierlicher und impulsmäßiger Energiespeicherung. Warum erhöht nun die Einführung einer solchen elektronischen Zündung die Zuverlässigkeit der Verbrennungsmotoren? Hierzu ist zu sagen, daß die technische Entwicklung zu einer Erhöhung der Kompression von 5···6 auf 10···12 geführt hat. Diese höhere Kompression ergibt eine größere Motorleistung, führt jedoch dazu, daß die Zündkerzen erst bei höherer Spannung zünden (»Durchschlagsspannung«). Die bei höherer Kompression notwendigen Antiklopfmittel verschmutzen die Zündkerzen und verkleinern nach längerer Betriebszeit die Nebenschlußwiderstände der Hochspannungskreise. Ein sicheres Zünden des Kraftstoff-Luft-Gemischs erfordert einen größeren Elektrodenabstand an den Zündkerzen. Aus alledem folgen eine notwendige Erhöhung der Sekundärspannung der Zündsysteme und eine Vergrößerung der Funkenleistung. Das ist jedoch mit herkömmlichen Spulenzündanlagen nicht mehr möglich. Man fordert für die Sekundärspannung bei hoher Zuverlässigkeit den anderthalbfachen Wert der Durchschlagsspannung der Zündkerzen. Thyristorzündanlagen liefern rund 30 kV Sekundärspannung, was für die Praxis ausreicht. Auf einige Nachteile der Thyristorzündung soll hier hingewiesen werden: Sie stellt höhere Anforderungen an die Isolation der Sekundärseite, sie erzeugt mehr HF-Störungen, und sie liefert zeitlich kürzere Zündfunken.

### *Baugruppen für HKZ-Systeme*

Das wichtigste Bauelement für HKZ ist die Zündspule. Obwohl hier aus elektrischen Gründen eine dem Zeilentransformator beim Fernsehgerät ähnliche Form wünschenswert wäre, geht man doch aus Ersparnisgründen

meist von der vorhandenen konventionellen Zündspule aus und nimmt deren Nachteile (höherer Primärwiderstand, große Primärinduktivität, geringes Übersetzungsverhältnis) in Kauf. Tabelle 1 gibt die technischen Daten einiger gebräuchlicher Zündspulen an. Für unsere Zwecke besonders gut geeignet ist die Hochleistungszündspule, die in der DDR für Transistorzündanlagen produziert wird; nähere Daten waren jedoch nicht vorhanden. Eine Zündspule mit einem Übersetzungsverhältnis von 100:1 und einem Primärwiderstand von unter 1 Ω reicht in jedem Fall.

**Tabelle 1 Technische Daten von Zündspulen**

| Bezeichnung | *B—1* | *B7—A* | *B 13* | *ZS 6/4* |
|---|---|---|---|---|
| Herstellerland | UdSSR | UdSSR | UdSSR | DDR |
| Übersetzungsverhältnis | 1:55 | 1:65 | 1:95 | 1:90 |
| Primärinduktivität | 8,5 mH | 9,5 mH | 6,5 mH | 6 mH |
| Primärwiderstand | 1,7 Ω | 1,9 Ω | 1,6 Ω | 1,3 Ω |
| Sekundärwiderstand | 4 kΩ | 8,5 kΩ | 10 kΩ | 6... 8 kΩ |
| Zusatzwiderstand primärseitig | 1,4 Ω | 1,1 Ω | 1,9 Ω | — |
| Einsatz | *Moskwitsch 408 Saporoshez* | *Wolga* | *Sil—130 Gas—53* | — — |
| Primärstrom bei T = +20°C und n = 500 U/min | 2,7 A | 3,2 A | 3,8 A | 4,5 A |

Verwendet man den mechanischen Unterbrecher weiter zur Steuerung der HKZ, dann muß für einen Grundstrom von 300 ··· 600 mA über diesen Kontakt gesorgt werden, außerdem sollte der Kontakt vor Einbau der HKZ erneuert und auf 0,35 ··· 0,45 mm Kontaktabstand justiert werden. Die weiteren Hauptbaugruppen sind der Transverter oder Sperrschwinger für die Erzeugung der Hochspannung (250 ··· 400 V üblicherweise), der als Schalter einzusetzende Thyristor, der Primärspeicherkondensator (meist 0,5 ··· 2 µF bei 600 V Arbeitsspannung) und die Triggerelektronik (meist mit Schaltung zur Glättung von Kontaktprellungen des Unterbrechers).

Für den Transverter werden häufig Gegentaktschaltungen mit Ge- oder Si-Transistoren benutzt. Geeignete Transistoren sind *ASZ 1015, GT 701, P 4 B* oder *2 N 3055, KU 607, KT 803.* Der bei üblicher Dimensionierung fließende Kurzschlußstrom liegt pro Transistor bei 2 ··· 3 A. Aus Gründen der Temperaturstabilität sind Si-Leistungstransistoren vorzuziehen, jedoch ist ihr Preis wesentlich höher. Der Thyristor sollte etwa 40 A Spitzenstrom vertragen und für eine Sperrspannung von rund 400 V

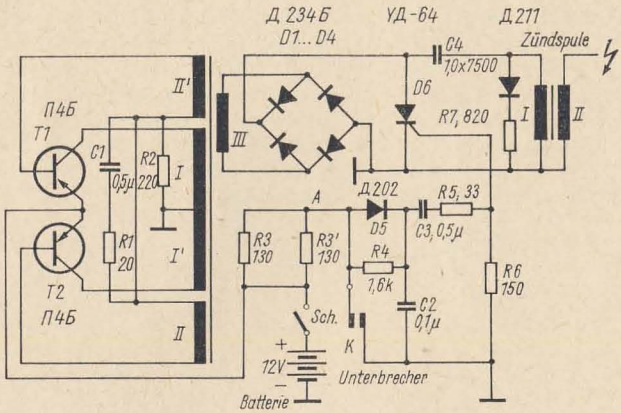



*Bild 2 Schaltungsbeispiel eines Thyristorzündgerätes (UdSSR)*

ausgelegt sein. Da der Preis um so höher ist, je höher der Sperrspannungswert ist, empfiehlt es sich, eine Sekundärspannung des Transverters bis 300 V zu verwenden und den Speicherkondensator mit 1 μF zu wählen. Für den Thyristor reicht dann eine Sperrspannung von 400 V aus, und man kann folgende Typen mit Erfolg verwenden: *KT 714* (ČSSR), *KU 201 L* oder *UD 63 K* (UdSSR), *ST 111/4* (DDR), *2 N 3525, 40379* oder *TI 3014* (USA).

Die Betriebseigenschaften des Thyristors sind zu verbessern, wenn man eine Si-Flächendiode genügend hoher Sperrspannung in Serie mit dem Thyristor schaltet, um ihn gegen Rückschlagspitzen zu schützen. Eine Z-Diode (SU-Import) parallel zum Thyristor gewährt Schutz gegen Durchlaßspannungsspitzen (Z-Spannung 150 ··· 200 V).

Hier nun einige praktisch ausgeführte Schaltungen für Thyristorzündanlagen. Bild 2 zeigt einen sowjetischen Schaltungsvorschlag für 12 V Primärspannung, Minuspol geerdet. Der Transverter ist mit zwei Ge-Leistungstransistoren des Typs *P 4 B* auf genügend großer Kühlfläche bestückt, er erzeugt eine Sekundärspannung von 250 ··· 300 V. *C 4* lädt sich auf rund 300 V auf, über den Unterbrecher *K* fließt ein Strom von 200 mA. Im Moment des Öffnens von *K* entsteht ein positiver Triggerimpuls von 12 V am Gate des Thyristors D 6. Dieser öffnet und *C 4* entlädt sich über die Primärwicklung der Zündspule. Das Prellfilter für *K* besteht aus den Elementen D *5*, *R 4*, *C 2*, *C 3* und *R 5*. D 7 dient zusammen mit *R 7* zur Dämpfung der Rückschlagspannung, die nach Ende des Zündfunkens an der Primärwicklung der Zündspule entsteht. Der Transforma-

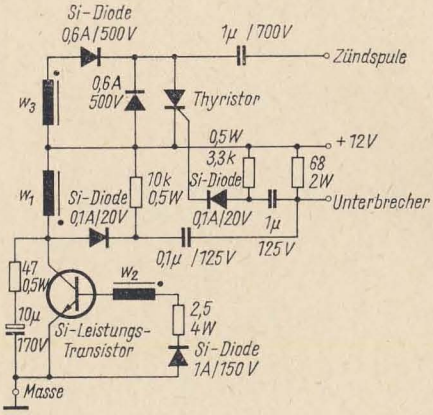



*Bild 3*
*Thyristorzündgerät*
*mit Leistungssperrschwinger*

tor *Tr 1* hat einen Permalloy-Ringkern mit einem Außendurchmesser von 30···35 mm, einem Innendurchmesser von 20···27 mm und einer Bandhöhe von 10···12 mm (Kernquerschnitt 0,7 cm²). Man kann auch einen E/I-Kern gleichen Querschnitts verwenden. Die Wickeldaten lauten:

Basiswicklung I: 2mal 12 Wdg., 0,35 mm CuL;

Kollektorwicklung II: 2mal 48 Wdg., 0,85 mm CuL;

Sekundärwicklung III: 1200 Wdg., 0,15 mm CuLBB.

Die Kondensatoren sind Metallpapier-Typen *MBM* 160 V. Der Kondensator *C 4* hat die Typenbezeichnung *MBGTsch-1-750* (*MP* für HF).

Benutzt man statt eines Gegentakttransverters einen Sperrschwinger mit einem Leistungstransistor zur Erzeugung der Hochspannung, dann ergibt sich der einfache Zündteil nach Bild 3. Es wird ein Si-Leistungstransistor (etwa *KT 802*, *KT 805*, *KU 607*, *2 N 3055*) mit $I_{C,max} = 10$ A und einer Sperrspannung von rund 100 V mit einem Transformator EI 54/18 zu einem Sperrschwinger zusammengeschaltet, der eine Spannung von rund 300 V an den Zündkondensator 1 µF/700 V liefert. Der Thyristor sollte 400 V Sperrspannung vertragen, die Auslöseschaltung entspricht etwa der in Bild 2. Die primäre Stromaufnahme liegt je nach Drehzahl zwischen 0,2 A und 1,2 A. Es wird eine sekundäre Zündenergie von 90 mWs geliefert, der Unterbrecherstrom beträgt 180 mA. Der Transistor sollte bei $U_{CEO} = 40$ V und $I_C = 10$ A eine Stromverstärkung $B$ von 10···15 aufweisen.

Die Wickeldaten des Transformators lauten:

Kern EI 54/18, Dyn.-Bl. IV, 0,2 mm Luftspalt;

w1 = 19 Wdg., 1,5 mm CuL;

w2 = 19 Wdg., 1,0 mm CuL;

w3 = 600 Wdg., 0,2 mm CuL.

Das Gerät läßt sich auf einer gedruckten Leiterplatte von 60 mm × 85 mm unterbringen. Die Anlage wird in einem Eisenblechgehäuse von 120 mm × 60 mm × 70 mm eingebaut und an der Spritzwand des Motorraums des Kfz angeordnet. Auf Grund der Bestückung mit Si-Halbleitern kann es bis zu Umgebungstemperaturen von +70 °C eingesetzt werden.

Bild 4 zeigt einen Schaltungsvorschlag, der in England große Verbreitung gefunden hat und dort auch als Bausatz verkauft wird. Hier ist der Gegentakttransverter mit Si-Leistungstransistoren bestückt, er arbeitet mit einem 30-W-Transformator 1:15 und Z-Dioden zur Abkappung des induktiven Rückschlags (primärseitig). Die Eigenfrequenz des Transverters ist 50 Hz, die Triggerung des Thyristors erfolgt über einen Schalttransistor (etwa *SF 127*). Der Triggerkondensator *C* 3 weist eine Entlade-

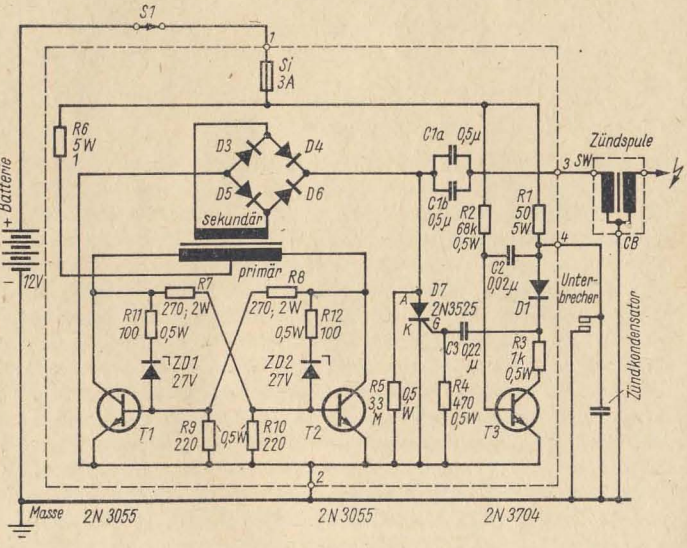



*Bild 4 Thyristorzündgerät mit Si-Transverter (R. M. Marston, Großbritannien)*

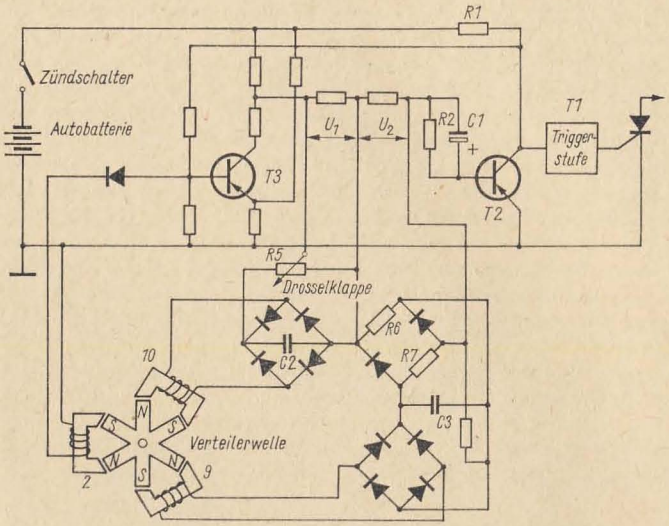



*Bild 5 Elektronische Zündwinkelverstellung beim Thyristorzündgerät (Prinzip)*

zeitkonstante von 35 µs auf, während sich $C$ 2 in 600 µs entlädt. Dieses Verhältnis der Entladezeiten sichert gegen Kontaktprellungen.

Man kann bei derartigen Geräten auch eine elektronische Zündwinkelverstellung vorsehen, die eine analoge Wirkung hervorbringt wie die Fliehkraftverstellung und die Unterdruckverstellung des Zündzeitpunkts bei Viertaktmotoren. Eine Prinzipschaltung zeigt Bild 5. Sie soll dem erfahrenen Elektronikamateur als Anregung dienen. Auf der Verteilerwelle sitzt ein elektromagnetischer Zündzeitpunktgeber 2, der aus dem rotierenden Magnetkreuz und feststehenden Abnehmerspulen besteht. Der beim Vorbeidrehen erzeugte Impuls steuert die Impulsformerstufe – einen Univibrator mit den Transistoren T 2 und T 3. Der Ausgangsimpuls dieser Stufe steuert über eine weitere Stufe dann den Thyristor an. Über einen weiteren magnetoelektrischen Geber 10 und eine Gleichrichterbrücke mit Glättungskondensator $C$ 2 wird eine Gleichspannung erzeugt und mittels Potentiometer $R$ 5 in den Univibrator eingekoppelt. $R$ 5 ist mechanisch mit der Drosselklappe des Vergasers verbunden. Eine erzeugte hohe Spannung bewirkt ein Voreilen der Zündung – dies tritt beim Beschleunigen auf. Der zweite Geber 9 liefert über eine Gleichrichterbrücke und eine nichtlineare Brücke eine Spannung, die bei höheren Drehzahlen ein

Voreilen bewirkt. Hier ist die Steuerspannung nicht linear und man stellt durch den Grad der Nichtlinearität den summarischen Voreilwinkel in Abhängigkeit von Motorlast und Geschwindigkeit ein.

Wie man aus den Beispielen erkennt, geht der Trend in der modernen Kraftfahrzeugtechnik in Richtung einer höheren Elektronisierung des Fahrzeugs, um hohe Gebrauchseigenschaften zu erreichen und die Zuverlässigkeit zu verbessern. Die Thyristorzündung ist nur ein Weg zur Lösung dieser Probleme. Man arbeitet zur Zeit an Rechnern, die, mit Einspritzpumpen gekoppelt, stets optimale Bedingungen für den Fahrzeugmotor einstellen und neben optimalen Fahreigenschaften auch eine geringere Umweltverschmutzung durch die Abgase sichern. Weiterhin werden integrierte Schaltkreise in Blinkgebern eingesetzt, für Drehzahlmesser angewendet und in vielen Überwachungsschaltungen benutzt. Eine weitere wichtige Neuerung war die Einführung der Drehstromlichtmaschine als Bordgenerator hoher Zuverlässigkeit im Auto. Sie hat eine günstige Regelkennlinie und erlaubt eine Akku-Ladung bereits im Leerlauf.

Mit all diesen modernen elektronischen Baugruppen im Auto sollte sich der interessierte Elektronikamateur beschäftigen, denn die moderne Technik stellt höhere Anforderungen an das Wissen jedes einzelnen.

**Literatur**


[1] *G. N. Gleser u. a.:* Elektronische Zündsysteme für Kraftfahrzeuge, Verlag Maschinostrojenie, Moskau 1967 (russ.)

[2] *Morgulew, A. S. / Sonin, J. K.:* Halbleiterzündsysteme, Verlag Energija, Moskau 1968 (russ.)

[3] *Galkin, Ju. M.:* Elektroausrüstung von Automobilen und Traktoren, Verlag Maschinostrojenie, Moskau 1967

[4] *W. Henneberg:* Transistor-Zündung für Ottomotoren, Der Elektroniker, Aarau 3/1970, S. 18 bis 22

[5] *Everding, H.:* Kondensator-Zündanlage mit konstanter Ausgangsspannung, Elektronik, München 1968, Heft 8, Seite 239 bis 242

[6] *Högemann, H.:* Thyristor-Zündanlage für Kraftfahrzeuge, Funkschau, 1966, Heft 7, Seite 607/608

[7] *Faessler, R.:* Eine Thyristor-Zündanlage für Kraftfahrzeuge, Elektronik, 1966, Heft 7, Seite 201 bis 204

[8] *Söhner, G.:* Zündanlagen mit Halbleiterbauelementen, Motortechnische Zeitschrift, 1963, Bd. 24, Seite 439 ff.

[9] *Gerlach, A. / Habicht, M. / Richter, E.:* Kondensator-Zündanlage mit neuartiger Ladeschaltung, Elektronik, 1967., Heft 10, Seite 311/312

[10] *Greif, E.:* Kondensator-Zündanlage mit neuartiger Ladeschaltung, Elektronik, 1968, Heft 1, Seite 7/8

[11] *Steinberg, D.:* Batteriegespeiste Zündanlagen für Ottomotoren, Funktechnik, 1967, Nr. 22, Seite 845 bis 850

[12] *Alexander, W.:* An experimental electronic ignition system, Electronic Engineering, Dez. 1964, Seite 813 bis 816

[13] *Marston, R. M.:* Capacitor discharge ignition system, Wireless World, Jan. 1970, Seite 2 bis 5

[14] *Fischer, H.-J.:* Thyristor-Zündanlagen für Kraftfahrzeuge, Elektronisches Jahrbuch 1970, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969, Seite 82 bis 90

# Die 3. Generation der EDVA

*Dipl.-Math. Claus Goedecke*

Die Entwicklung der elektronischen Datenverarbeitung ist durch eine ständige Wechselwirkung zwischen der Entwicklung der Gerätetechnik und der Entwicklung ihrer Anwendung gekennzeichnet. Sie führte zu einer unmittelbaren Verbesserung und Erweiterung der Möglichkeiten der elektronischen Datenverarbeitungsanlagen.

Davon ausgehend, sind in der Entwicklung der elektronischen Datenverarbeitung bestimmte Entwicklungsetappen zu verzeichnen, die jeweils einen qualitativen Umschlag in der Gesamtkonzeption der Anlagen erkennen lassen. Diese Entwicklungsetappen werden als *Rechnergenerationen* bezeichnet. Als Bewertungskomponenten der einzelnen Rechnergenerationen werden dabei herangezogen:

- der logisch-strukturelle Aufbau der Anlagen;
- die Bauelementebasis;
- die Leistungsparameter der einzelnen Komponenten;
- die Programmierung und
- die Anwendungsmöglichkeiten der Anlagen.

Die Grundlage für die Anwendung elektronischer Datenverarbeitungsanlagen wurde im Zeitraum von 1943 bis 1946 von einer Gruppe unter Leitung von *ECKERT, MAUCHLY* und *GOLDSTINE* durch die Entwicklung und Inbetriebnahme der mit 18000 Elektronenröhren ausgestatteten programmgesteuerten Rechenanlage ENIAC (*E*lectronic *N*umerical *I*ntegrator and *A*utomatic *C*omputer) geschaffen.

Von Rechnergenerationen spricht man ab dem Jahr 1951, als mit der UNIVAC I die serienmäßige Herstellung elektronischer Rechenanlagen begann. Von diesem Zeitpunkt an bis heute entstanden drei Generationen elektronischer Datenverarbeitungsanlagen:

- Die Anlagen der *ersten* Generation hatten durch die Verwendung von Elektronenröhren nur eine geringe Leistungsfähigkeit und waren in ihrem Anwendungsbereich vorrangig auf wissenschaftlich-technische Aufgabenstellungen beschränkt.

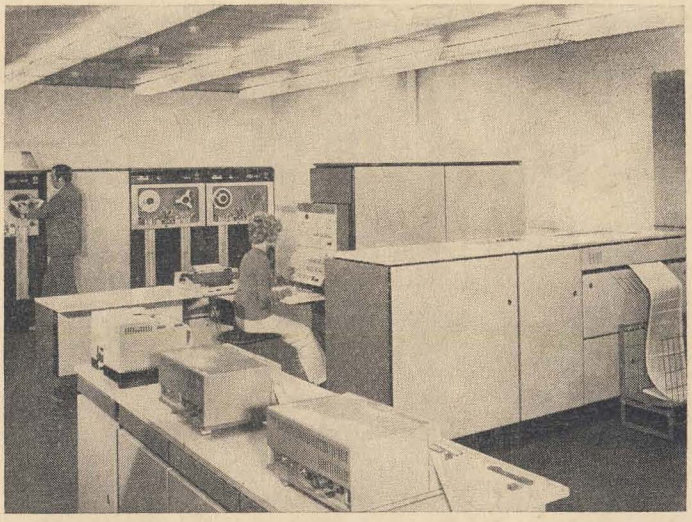


*Bild 1 Gesamtüberblick über die Geräte des elektronischen Datenverarbeitungssystems ROBOTRON 21*

- Die Anlagen der *zweiten* Generation waren durch den Einsatz von Halbleiterbauelementen wesentlich leistungsfähiger und zuverlässiger und hatten durch die Einbeziehung ökonomischer Anwendungen eine verbesserte und insbesonders hinsichtlich der externen Magnetbandspeicher erweiterte Peripherie.
- Die Anlagen der *dritten* Generation arbeiten auf der Grundlage integrierter Schaltkreise und haben einen universellen Anwendungsbereich. Durch wesentliche Unterschiede zu den vorangegangenen Generationen in ihrem funktionellen Aufbau und organisatorischen Ablauf ermöglichen sie neue Formen der Anwendung der Datenverarbeitung und einen ökonomischen Einsatz und Betrieb der Anlagen.

Einen Überblick über die Merkmale der drei Rechnergenerationen vermittelt Tabelle 1.

Von den Anlagen der ersten Generation waren in der DDR mehr als 30 Anlagen *ZRA 1* im Einsatz, vor allem in Hochschulen und wissenschaftlichen Einrichtungen. Als Vertreter der zweiten Generation arbeiten heute noch viele Anlagen *Robotron 300* in Kombinaten und Betrieben, Dienstleistungszentren, aber auch nach wie vor in Forschungseinrichtungen und Universitäten.

**Tabelle 1 Merkmale der Rechnergenerationen**

| *Merkmal* | *Generation* | | |
|---|---|---|---|
| | *1. Generation*<br>1951···1957 | *2. Generation*<br>1958···1964 | *3. Generation*<br>ab 1964 |
| Bauelemente | Elektronenröhren | Halbleiter (Transistoren, Dioden) | integrierte Schaltkreise |
| Hauptspeicher | Magnettrommelspeicher geringer Kapazität | Magnetkernspeicher mit Kapazitäten um 50000 Speicherstellen | Magnetkernspeicher, aber auch Magnetdraht- und Dünnschichtspeicher unterschiedl. Kapazitäten |
| Externe Speicher | nicht vorhanden | Magnetbandspeicher, teilweise auch externe Trommelspeicher geringer Kapazität | Magnetband-, Magnetplatten- und Magnettrommelspeicher, auch externe Kernspeicher |
| Ein-/Ausgabe-Peripherie | Lochkartengeräte und Drucker geringer Leistungsfähigkeit | leistungsfähige verschiedenartige periphere Geräte | gleichartige Geräte in unterschiedlichen Ausführungen, neue Geräte wie Bildschirmeinheiten, Belegleser, Plotter |
| Operationsgeschwindigkeit | Millisekundenbereich | Mikrosekundenbereich | zwischen Mikro- und Nanosekundenbereich |
| Programmierung | nahezu ausschließlich in der Maschinensprache | maschinenorientierte und teilweise problemorientierte Programmierung | maschinen- und problemorientierte Programmierung in Verbindung mit leistungsfähigen Betriebssystemen |
| Anwendung | vorrangig wissensch.-technische Anwendungen | wissensch.-technische und ökonomische Anwendungen | Bearbeitung umfangreicher integrierter Datenverarbeitungsprojekte |
| Anlagenbeispiele | *ZRA 1*<br>(Zeiß-Rechenautomat) | *Robotron 300* | ROBOTRON 21 und Anlagen des ESER |

In der DDR werden Anlagen der dritten Generation vom Typ ROBOTRON 21 sowie der Anlagen des Einheitlichen Systems der elektronischen Rechentechnik (ESER), die in Gemeinschaftsarbeit der sozialistischen Länder geschaffen wurden, installiert.

*Besonderheiten der dritten Rechnergeneration*

In der Entwicklung der elektronischen Datenverarbeitungsanlagen hat sich über die einzelnen Rechnergenerationen ein grundlegender Wandel im Verhältnis der Aufwendungen für die Entwicklung der Gerätesysteme *(Hardware)* und Systemunterlagen *(Software)* vollzogen.

Internationale Einschätzungen besagen, daß sich das Verhältnis wie folgt entwickelt hat:

1956: 90% Gerätesystem – 10% Systemunterlagen,
1960: 70% Gerätesystem – 30% Systemunterlagen,
1965: 50% Gerätesystem – 50% Systemunterlagen,
1972: 40% Gerätesystem – 60% Systemunterlagen.

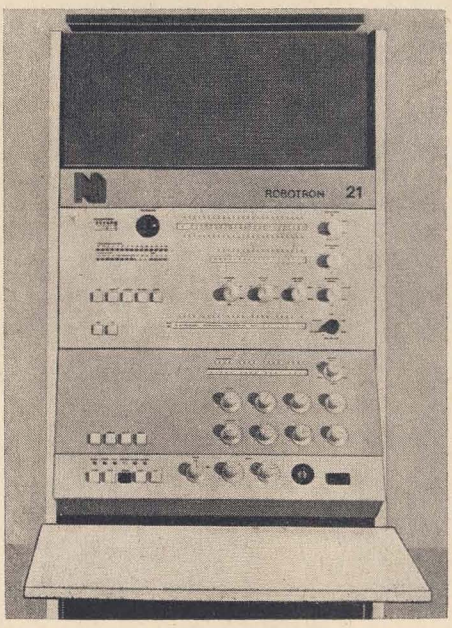



*Bild 2*
*Das Herzstück der EDVA ROBOTRON 21 ist die Zentraleinheit, die aus der zentralen Verarbeitungseinheit und dem Hauptspeicher besteht*

Diese Entwicklung findet bei den Anlagen der dritten Generation unter anderem darin ihren Ausdruck, daß die maschinenorientierten Systemunterlagen nicht als einzelne, isolierte Verarbeitungsprogramme, sondern im Rahmen geschlossener Systeme, der sogenannten *Betriebssysteme*, zur Verfügung gestellt werden.

Diese Betriebssysteme haben neben vielen Verarbeitungsfunktionen, z. B. Übersetzungs-, Sortier- und Dienstprogramme, als kennzeichnendes Element der Anlagen der dritten Generation besonders die Aufgabe, den gesamten Arbeitsablauf der elektronischen Datenverarbeitungsanlagen zu steuern und zu überwachen.

Die Nutzung der vielfältigen Möglichkeiten der Anlagen der dritten Generation ist nur durch den Einsatz der Betriebssysteme möglich. Gerätesystem und Betriebssystem bilden deshalb eine untrennbare Einheit.

Kennzeichnend für ein Datenverarbeitungssystem der dritten Generation ist, daß als Bestandteil des Gerätesystems neben vielen peripheren Geräten mehrere leistungsmäßig abgestufte Modelle von Zentraleinheiten angeboten werden, die auf ein und derselben logisch-strukturellen Grundkonzeption entwickelt wurden.

Diese verschiedenen Anlagenmodelle bilden eine sogenannte *Systemfamilie*, die damit ein breites Anwendungsspektrum überstreicht und durch die Auswahl eines entsprechenden Modells einen wirtschaftlichen Einsatz der elektronischen Datenverarbeitung für eine konkrete Aufgabenstellung ermöglicht.

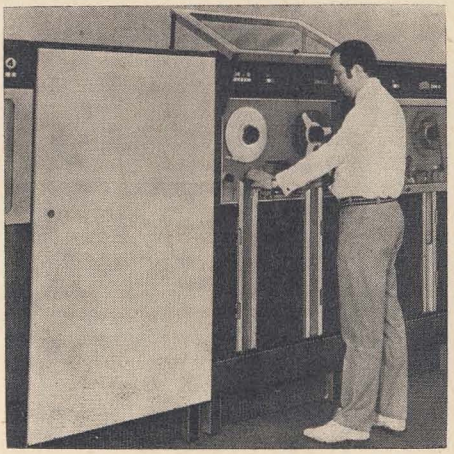


*Bild 3*
*Ein externer Speicher für große Datenmengen ist das Magnetbandspeichergerät ZMB 51 mit einer Übertragungsgeschwindigkeit von 48 K Byte/s*

*Bild 4*
*Der Wechselplattenspeicher ist ein universell einsetzbarer Speicher mit wahlfreiem Zugriff und einer Speicherkapazität von 7,25 Mio. Byte je Plattenstapel*

Für einen universellen Anschluß der peripheren Geräte an die verschiedenen Modelle von Zentraleinheiten wurde ein einheitliches, standardisiertes Anschlußbild *(Interface)* geschaffen, das für alle peripheren Geräte, unabhängig von ihrer Art, gleiche Bedingungen schafft, die über die entsprechenden Gerätesteuereinheiten realisiert werden.

Damit werden auch die peripheren Geräte nicht mehr ausschließlich für einzelne Anlagen, sondern geschlossen für alle Modelle einer Systemfamilie entwickelt, wobei gleichartige Geräte, kosten- und leistungsmäßig abgestuft, in verschiedenen Varianten angeboten werden.

Mit den gewachsenen Operationsgeschwindigkeiten entstanden bei den Anlagen der dritten Generation neue Arbeitsprinzipien und Anwendungsformen der elektronischen Datenverarbeitung. Wesentliche Elemente sind:

- die Arbeitsteilung zwischen der Zentraleinheit und dem Ein-/Ausgabesystem;
- der Multiprogrammbetrieb;
- die Möglichkeit der Datenfernverarbeitung.

Die Arbeitsteilung zwischen der Zentraleinheit und dem Ein-/Ausgabesystem vollzieht sich über die sogenannten *Kanäle*. Kanäle sind selb-

ständige Steuerwerke, die sämtliche Ein- und Ausgabevorgänge auf der Grundlage eigenständiger Programme steuern und überwachen.

Man unterscheidet zwei Arten von Kanälen:

- Multiplexkanäle zum Anschluß *langsamer* Geräte (Lochkarten- und Lochbandgeräte, Drucker), wobei mehrere Geräte über die verschiedenen Unterkanäle zeitlich ineinander verschachtelt bedient werden (Multiplexbetrieb);
- Selektorkanäle zum Anschluß *schneller* Geräte (externe Speicher), wobei Datensätze von verschiedenen Geräten nacheinander übertragen werden (Stoßbetrieb).

Wird an einen Multiplexkanal ein *schnelles* Gerät angeschlossen, z. B. ein Magnetbandspeicher, kann er auch in der Betriebsform des Selektorkanals arbeiten, indem dann alle seine Unterkanäle diesem einen Gerät für die Zeitspanne der Übertragung zur Verfügung gestellt werden.

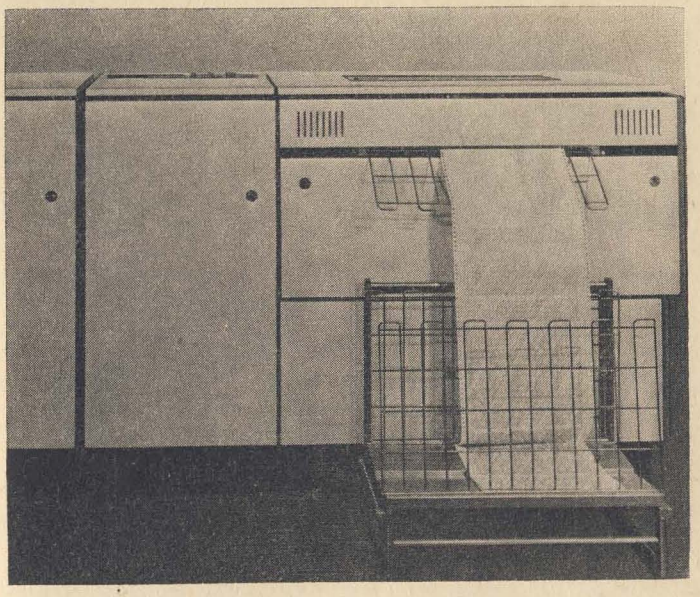


*Bild 5* *Der Paralleldrucker ist das Ausgabegerät für Daten großen Umfangs; beim Modell 476 ist die Druckleistung 600 Zeilen/min bei einer Druckbreite von 120 Zeichen*

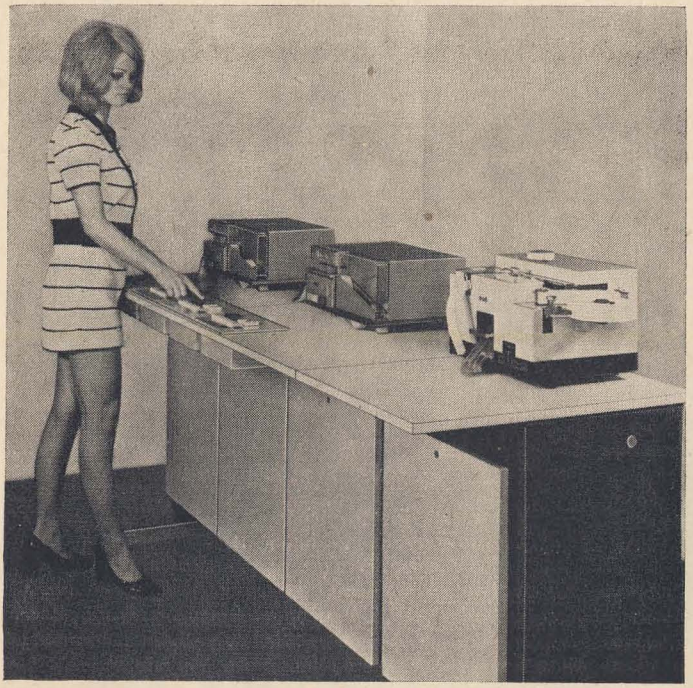


*Bild 6 Die Lochbandstation der EDVA ROBOTRON 21 arbeitet mit einer Lesegeschwindigkeit von 1000 Zeichen/s und einer Stanzgeschwindigkeit von 100 Zeichen/s*

Durch diese Arbeitsteilung wird die Zentraleinheit von der Durchführung der Ein- und Ausgabeoperationen entlastet. Erkennt das Steuerwerk der Zentraleinheit in einem Programm einen Ein- oder Ausgabebefehl, so delegiert es ihn zur Ausführung an den entsprechenden Kanal – und sie kann ihre gesamte Verarbeitungsleistung internen Operationen zur Verfügung stellen.

Muß ein Verarbeitungsprogramm auf den Abschluß einer Ein- oder Ausgabeoperation warten, bevor seine Abarbeitung von der Zentraleinheit fortgesetzt werden kann, wendet sich das Steuerwerk zwischenzeitlich einem anderen Programm zu. Diese Arbeitsweise wird als Multiprogrammbetrieb *(Multiprogramming)* bezeichnet. Dazu wird der Haupt-

speicher der Anlage in mehrere Bereiche eingeteilt, in die jeweils ein abzuarbeitendes Programm eingespeichert wird. Die Reihenfolge und Schachtelung der Abarbeitung erfolgt auf der Grundlage festgelegter Prioritäten.

Die Steuerung des Multiprogrammbetriebes wird vom Betriebssystem der Anlage durchgeführt. Die Grundlage dazu bildet ein wirksames Unterbrechungssystem, das als Bestandteil der Zentraleinheit kennzeichnend für alle Anlagen der dritten Generation ist.

Das Unterbrechungssystem hat die Aufgabe, über bestimmte Zustände (Maschinen- oder Programmfehler, Abschluß einer Ein- oder Ausgabeoperation, Bedienereingriff) zu informieren, damit das Betriebssystem die entsprechenden Maßnahmen einleiten kann.

Neben dem Multiprogrammbetrieb bildet das Unterbrechungsystem eine Grundvoraussetzung für die Datenfernverarbeitung. Jede Anfrage von einer räumlich getrennten, dezentralen Station bedeutet, daß ein gerade laufendes Programm unterbrochen wird, damit die Anfrage entgegengenommen und gegebenenfalls sofort bearbeitet werden kann.

Die Daternfernverarbeitung ist eine Betriebsform einer elektronischen Datenverarbeitungsanlage, bei der mehrere räumlich getrennte Nutzer mit Hilfe von Übertragungskanälen unmittelbar Zugriff zu einem zentralen Datenverarbeitungssystem auf der Grundlage eines einheitlichen Programmsystems (Teilhaberbetrieb) oder individuell unterschiedlicher Programme (Teilnehmerbetrieb) haben.

Dafür wurden erst durch die Anlagen der dritten Generation die Voraussetzungen geschaffen, die eine umfassende Anwendung der Datenfernverarbeitung ermöglichen.

### *Die Anlagen ROBOTRON 21 und R 40*

Mit den Anlagen des ESER stehen Datenverarbeitungssysteme zur Verfügung, die alle Merkmale der dritten Generation umfassend in sich vereinigen. Das System ESER ist eine Systemfamilie und setzt sich aus den in ihren Leistungsparametern wohlabgestimmten Modellen

- R 20, als Gemeinschaftsentwicklung der UdSSR mit der VR Bulgarien;
- R 30, entwickelt in Zusammenarbeit der UdSSR mit der VR Polen;
- R 40, als Beitrag der DDR zum ESER,

sowie weiteren Modellen aus der UdSSR zusammen, die den oberen Leistungsbereich des ESER ausmachen.

Neben diesen Anlagen steht die in der DDR entwickelte Anlage ROBOTRON 21 zur Verfügung, die zum System ESER kompatibel (verträglich) ist.

Ausgehend von dem Leistungsspektrum dieser Anlagen, wurden zwei unterschiedliche Betriebssysteme entwickelt:

- das Plattenbetriebssystem DOS/ES[1] für Anlagen mit Hauptspeicherkapazitäten bis 256 K Bytes[2];
- das allgemeine Betriebssystem OS/ES[3] für Hauptspeicherkapazitäten ab 64 K Bytes.

Die in der DDR entwickelten Anlagen ROBOTRON 21 und R 40 repräsentieren unterschiedliche Leistungsklassen. Sie basieren aber auf ein und derselben Grundkonzeption, verwenden gleiche Daten- und Befehlsformate, verfügen über ein leistungsfähiges, auf gleichen Unterbrechungsarten beruhendes Unterbrechungssystem und gewährleisten durch ihre Kanäle die Arbeitsteilung zwischen der Zentraleinheit und dem Ein-/Ausgabesystem auf einheitlicher Basis. – Sie können sowohl mit dem Betriebssystem DOS/ES als auch mit dem OS/ES arbeiten. Durch das einheitliche Standardanschlußbild können die verfügbaren peripheren Geräte gleichermaßen an die Anlagen ROBOTRON 21 und R 40 angeschlossen werden.

Zum Spektrum der peripheren Geräte gehören:

1. Zur Kommunikation zwischen dem Bediener und der Zentraleinheit
   - eine Abfrageeinheit in Gestalt einer Schreibmaschine.
2. Zur Eingabe maschinenlesbarer Datenträger
   - zwei verschiedene Ausführungen von Lochkartenlesern mit Eingabegeschwindigkeiten von 500 bzw. 1000 Lochkarten/min,
   - ein Lochbandleser (1000 Zeichen/s).
3. Zur Eingabe von Klarschrift
   - ein optischer Belegleser,
   - ein optischer Belegsortierer.
4. Zur Ausgabe maschinenlesbarer Datenträger
   - ein Lochkartenstanzer (250 Lochkarten/min),
   - ein Lochbandstanzer (100 Zeichen/s).
5. Zur Ausgabe von Klarschrift
   - zwei verschiedene Druckermodelle mit Ausgabegeschwindigkeiten von 600 bzw. 900 Druckzeilen/min.

[1] DOS/ES = diskovaja operazionnaja sistema/edinaja sistema
[2] K = 1024, d. h. die Angabe 256 K Bytes bedeutet eine Speicherkapazität von 262144 Bytes, wobei in einem Byte entweder ein Zeichen oder zwei Ziffern gespeichert werden können
[3] OS/ES = operazionnaja sistema/edinaja sistema

*Bild 7* *Das Bildschirmsystem dient der unmittelbaren Kommunikation zwischen Mensch und EDVA, es ermöglicht die Anzeige, Ein- und Ausgabe alphanumerischer Zeichen*

*Fotos: ROBOTRON-Pressedienst*

6. Zur externen Speicherung
   - zwei verschiedene Magnetbandgeräte mit unterschiedlicher Übertragungsgeschwindigkeit (48 bzw. 96 kHz) sowie zwei unterschiedliche Ausführungen von Magnetbandsteuereinheiten,
   - ein Wechselplattenspeicher mit einer Speicherkapazität von 7,25 Mio. Bytes pro Plattenstapel.
7. Zur Direkteingabe und -ausgabe von Informationen
   - ein Bildschirmsystem,
   - ein Gerätesystem der Datenfernverarbeitung.

**Tabelle 2 Gegenüberstellung ausgewählter Parameter der Anlagen ROBOTRON 21 und R 40**

| *Parameter* | *Anlage* | |
|---|---|---|
| | *ROBOTRON 21* | *R 40* |
| Operationsgeschwindigkeit | 25000 Op./s | 380000 Op./s |
| Hauptspeicher-Kapazität | 64 K Byte | 256/512/1024 K Byte |
| Zugriffszeit | 520 ns | 450 ns |
| Zugriffsbreite | 2 Byte | 8 Byte |
| Anzahl Selektorkanäle | 1 | 6 |
| Übertragungsrate | 400 K Byte/s | 300—1300 K Byte/s |
| Anzahl Multiplexkanäle | 1 | 1 |
| Unterkanäle | 128 | 128···256 |
| Übertragungsrate Multiplexbetrieb | 13···20 K Byte/s | 20···25 K Byte/s |
| Übertragungsrate Stoßbetrieb | 250···400 K Byte/s | 180···720 K Byte/s |

Neben diesen grundlegenden Gemeinsamkeiten bestehen zwischen den Anlagen ROBOTRON 21 und R 40 aber auch Unterschiede.

Da diese Anlagen zu unterschiedlichen Leistungsklassen gehören, verfügen sie über verschiedene Leistungsparameter, z. B. Operationsgeschwindigkeit, Speicherkapazität oder Anzahl der Kanäle. Eine Gegenüberstellung einiger wesentlicher Leistungsparameter zeigt Tabelle 2.

Außerdem ergeben sich Unterschiede in den internen Abläufen. Die Leistungsfähigkeit der Anlage R 40 beruht sowohl auf der Ausnutzung der Leistungsfähigkeit der Bauelemente als auch auf vielfältigen strukturellen und organisatorischen Maßnahmen. So verfügt die Anlage R 40 zur Beschleunigung der Befehlsabarbeitung im Gegensatz zum ROBOTRON 21 über eine Befehlsvorbereitungseinheit, durch die mehrere Befehle bereits im voraus aufgerufen und modifiziert werden.

Die Zugriffsbreite im Speicher beträgt 2 Bytes beim ROBOTRON 21 und 8 Bytes beim R 40. Außerdem wird der Speicher der Anlage R 40 jeweils in 4 gleichgroße Blöcke *(Module)* unterteilt, von denen 3 in einem Speicherzyklus gleichzeitig arbeiten können. Davon ausgehend, wird die Speicherung so organisiert, daß aufeinanderfolgende Datengruppen von jeweils 8 Bytes abwechselnd in den verschiedenen Speicherblöcken stehen.

Diese internen Besonderheiten haben jedoch keinen Einfluß auf die Nutzung der Anlagen. Programme, die für die Anlage ROBOTRON 21 geschrieben wurden, können unter Berücksichtigung der Anlagenkonfigura-

tion und des Betriebssystems auch auf der Anlage R 40 abgearbeitet werden.

Mit der Anlage ROBOTRON 21 und den Anlagen des ESER sind auf Grund der beschriebenen Besonderheiten der dritten Generation eine Reihe völlig neuer Qualitäten gegeben. Bei der Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung besteht die Aufgabe darin, die qualitativ neuen Möglichkeiten im Rahmen der wirtschaftspolitischen Zielstellungen des VIII. Parteitages der SED umfassend zu nutzen.

**Literatur**


[1] *Münch, W.:* Merkmale der 3. Rechnergeneration: Zentraleinheit — Kompatibilität — Ein-/Ausgabeeinheiten, RT/DV, Nr. 6, 1971, Seite 15 bis 21

[2] *Autorenkollektiv:* EDVA Robotron 21, RT/DV, Nr. 11/12, 1971

[3] *Autorenkollektiv:* EDVA R 40, RT/DV, Nr. 10/11, 1972 (RT/DV = Zeitschrift Rechentechnik/Datenverarbeitung)


**Wir klären Begriffe**

ANTENNEN-
VERKÜRZUNGSFAKTOR

# Schaltungspraxis bei sowjetischen Transistor-Rundfunkempfängern

*Ing. K.-H. Schubert*
*DM 2 AXE*

Seit einiger Zeit werden im Handel aus der Produktion sowjetischer Rundfunkgerätewerke auch zwei große Transistor-Koffersuper angeboten, die sich durch sehr gute Gebrauchseigenschaften auszeichnen. Es sind das die jeweils mit 17 Transistoren bestückten Geräte F6Tr17 *Astrad-Riga 103* und F8Tr17 *Astrad-Selena*. Die Schaltung des *Astrad-Riga 103* wurde bereits in [1] vorgestellt.

*Transistor-Koffersuper Astrad-Selena*

Das mit 17 Transistoren und 11 Dioden bestückte Gerät weist folgende Wellenbereiche auf:

LW – 150 ··· 408 kHz;
MW – 525 ··· 1605 kHz;
KW I – 17,7 ··· 17,9 MHz (16-m-Band);
KW II – 15,1 ··· 15,45 MHz (19-m-Band);
KW III – 11,7 ··· 11,95 MHz (25-m-Band);
KW IV – 9,5 ··· 9,77 MHz (31-m-Band);
KW V – 5,95 ··· 7,3 MHz (41/49-m-Band);
UKW – 87,5 ··· 100 MHz.

Die Zwischenfrequenzen sind 465 kHz (AM) und 10,7 MHz (FM), die Ausgangsleistung ist 0,7 W. Die rauschbegrenzte Empfindlichkeit bei 50 mW Ausgangsleistung und einem Signal/Rauschabstand für AM = 20 dB und FM = 26 dB ist mit der Ferritantenne bei LW etwa 0,5 mV/m und bei MW etwa 0,3 mV/m; mit der Teleskopantenne ist sie bei KW etwa 50 μV/m und bei UKW etwa 5 μV/m. Bei FM-Empfang sind 12 Kreise wirksam, davon 2 kapazitiv abstimmbar, bei AM-Empfang sind es 10 Kreise, davon 3 kapazitiv abstimmbar.

Zum Bedienungskomfort gehören ein Meßwerk als Abstimmanzeige, ein nichtrastender Druckknopf zum Einschalten einer Skalenbeleuchtung,

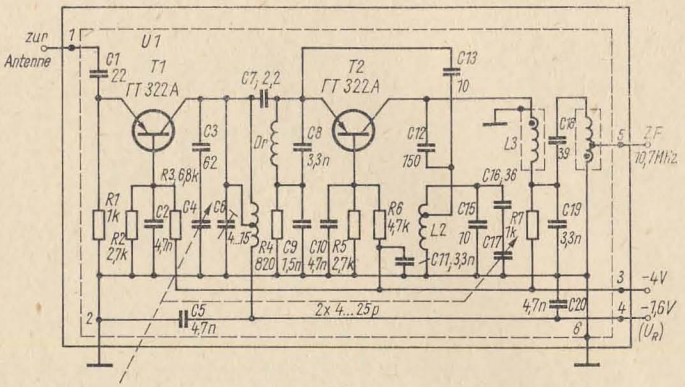



*Bild 1 Schaltung des UKW-Tuners des sowjetischen Transistor-Koffersupers Astrad Selena*

die getrennte Hochton- und Tieftonregelung und der präzise schaltende Trommel-Spulenrevolver mit Bereichsanzeige. Das Gehäuse besteht aus einem Holzrahmen mit aufgesetztem Vorder- und Rückteil aus schlagfestem Plastmaterial. Die Schaltung besteht aus insgesamt 5 Baugruppen-

Baugruppe 1 – UKW-Tuner;

Baugruppe 2 – Ferritantenne LW/MW;

Baugruppe 3 – Trommel-Spulenrevolver;

Baugruppe 4 – AM-Mischer und -Oszillator,
AM/FM-ZF-Verstärker,
Stabilisierungsschaltung;

Baugruppe 5 – NF-Verstärker, eisenlos.

Bild 1 zeigt die Schaltung des UKW-Tuners des *Selena*, der bis auf den fehlenden Eingangskreis etwa den üblichen Standardschaltungen entspricht. Da bei der FM-ZF-Verstärkung ein 4stufiger Verstärker vorhanden ist, wirkt dieser UKW-Tuner unterdimensioniert. Im Bereich der Feldstärken mehrerer UKW-Sender ist daher auch der UKW-Empfang nicht gerade zufriedenstellend. Günstiger wären eine dreifache Abstimmung und ein getrennter UKW-Oszillator. Beide Transistoren *GT 322A* arbeiten in Basisschaltung, der 1. Transistor ist geregelt, wobei die Regelspannung als Kollektorspannung wirkt. Die Basisvorspannungen und die Kollektorspannung der UKW-Misch/Oszillatorstufe sind elektronisch stabi-

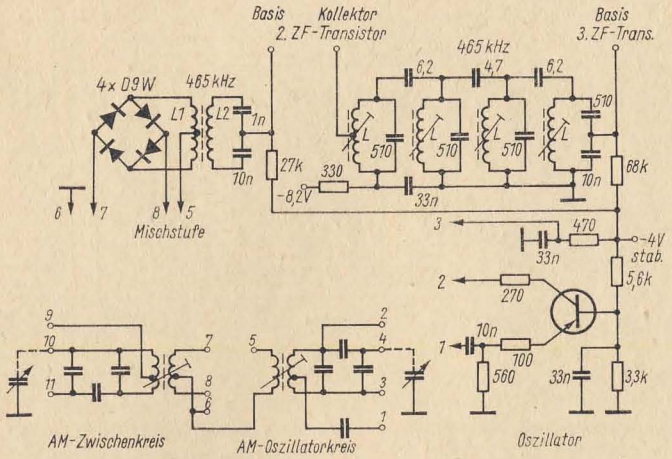



*Bild 2 Schaltung der Diodenmischung beim Astrad-Selena*

lisiert. Über einen Umschaltkontakt gelangt die ZF 10,7 MHz an die Basis des AM-HF-Verstärkertransistors, der bei FM-Empfang als 1. ZF-Verstärkerstufe arbeitet.

Bei AM-Empfang sind 3 abstimmbare Kreise vorhanden, der HF-Eingangskreis, der HF-Zwischenkreis und der Oszillatorkreis. Eine Besonderheit des *Selena* ist die AM-Mischstufe, die mit einem Diodenmischer bestückt ist. Bild 2 zeigt die Schaltung. Der Diodenschaltung werden über die Spulenrevolverkontakte 7 und 8 die Eingangsfrequenz und über die Kontakte 5 und 6 die Oszillatorfrequenz zugeführt. Über einen ZF-Kreis wird die ZF 465 kHz ausgesiebt. Die Ankopplung des ZF-Transistors erfolgt über eine kapazitive Spannungsteilung. Im Kollektorkreis des ZF-Transistors liegt ein 4-Kreis-ZF-Filter, das eine gute Selektivität gewährleistet. Die Basisvorspannungen für die ZF-Transistoren, sowie Basisvor- und Kollektorspannung des Oszillatortransistors sind elektronisch stabilisiert. Für den interessierten Leser hier die Spulenangaben zur Diodenmischstufe:

*L 1* – 2 mal 9 Wdg., 0,1 CuL;

*L 2* – 72 Wdg., 0,1 CuL (117 µH);

*L* – 93 Wdg., HF-Litze 5 mal 0,06 (230 µH);

Anzapfung bei der 62. Wdg., 3-Kammer-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern.

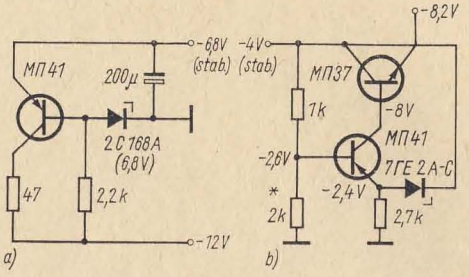



*Bild 3*
*Schaltung zur elektronischen Stabilisierung der Versorgungsspannung einiger Transistoren;*
*a — aus dem Koffersuper Astrad-Riga 103,*
*b — aus dem Koffersuper Astrad-Selena*

Bild 3 zeigt wirksame Stabilisierungsschaltungen, die etwa bis zur halben Batteriespannung eine konstante Versorgungsspannung ergeben. Die stabilisierte Spannung dient als Versorgungsspannung der Oszillatorstufen und zum Stabilisieren der Arbeitspunkte einiger HF/ZF-Transistoren.

Der NF-Verstärker des *Astrad-Selena* ist eisenlos ausgeführt (Bild 4). Der hohe Transistoraufwand ist erforderlich, da mehrere Gegenkopplungen und die getrennte Höhen- und Tiefenregelung genügend Verstärkung erfordern. Thermisch stabilisiert sind die 3. Verstärkerstufe und die komplementäre Treiberstufe. Die Ausgangsleistung liegt bei 0,7 bis 0,8 W. An der Buchse *Bu* 3 kann ein Zusatzlautsprecher angeschlossen werden, *Bu* 5 ist für den Ohrhörer gedacht, wobei sich der Innenlautsprecher abschaltet. An *Bu* 6 kann ein Magnetbandgerät zur Aufnahme angeschlossen werden. Ein Netzteil 220 V/50 Hz — 9 V= kann mit *Bu* 4 verbunden werden, wobei der Umschaltkontakt die Batterien abtrennt.

### *Taschensuper Selga-402*

Bis auf die NF-Endstufe ist die neue Ausführung des *Selga* mit modernen Siliziumtransistoren bestückt. Der *KT 315* ist ein Planar-Epitaxie-Transistor im Plastgehäuse, er entspricht etwa dem DDR-Transistor *SS 216*. Während die Wellenbereiche LW und MW geblieben sind, wurde die Schaltungstechnik wesentlich verändert (Bild 5). Die Misch/Oszillatorstufe (T 1) erhielt eine Stabilisierung des Arbeitspunktes mittels des Selenstabilisators *7GE2A-S*. Die gesamte ZF-Selektion liegt in dem 3kreisigen ZF-Filter 465 kHz im Kollektorkreis der Misch/Oszillatorstufe. Der eigentliche ZF-Verstärker ist 3stufig aufgebaut (T 2 ··· T 4), arbeitet aber völlig ohne ZF-Kreise (aperiodisch), auch bei der Demodulation. Der Basis des ZF-Eingangstransistors T 2 wird die nach der Demodulation erhaltene Regelspannung an der Basis zugeführt.

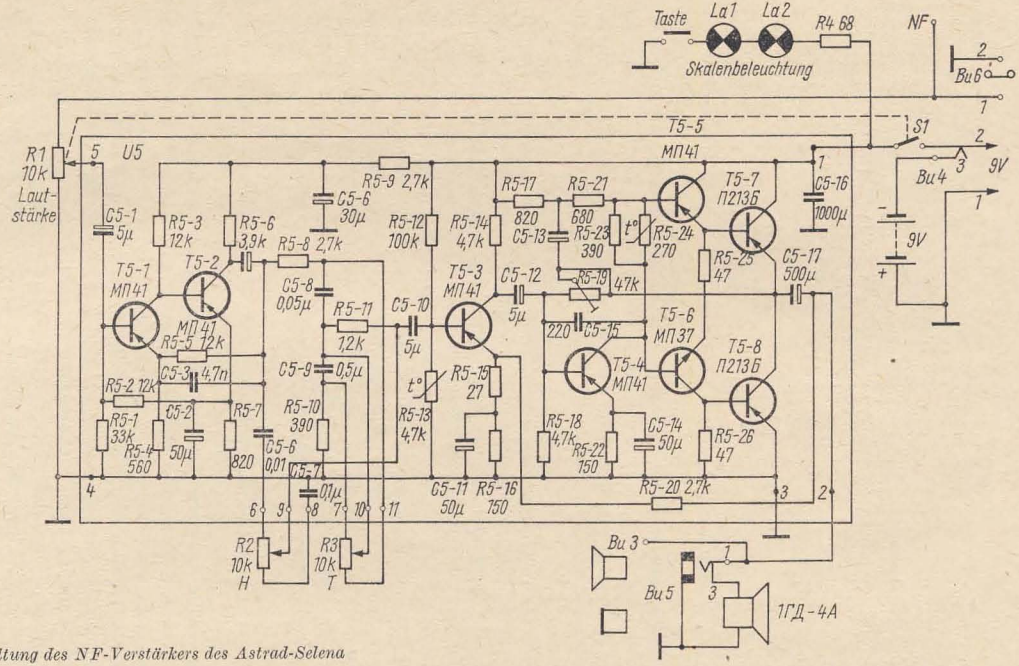



*Bild 4 Schaltung des NF-Verstärkers des Astrad-Selena*

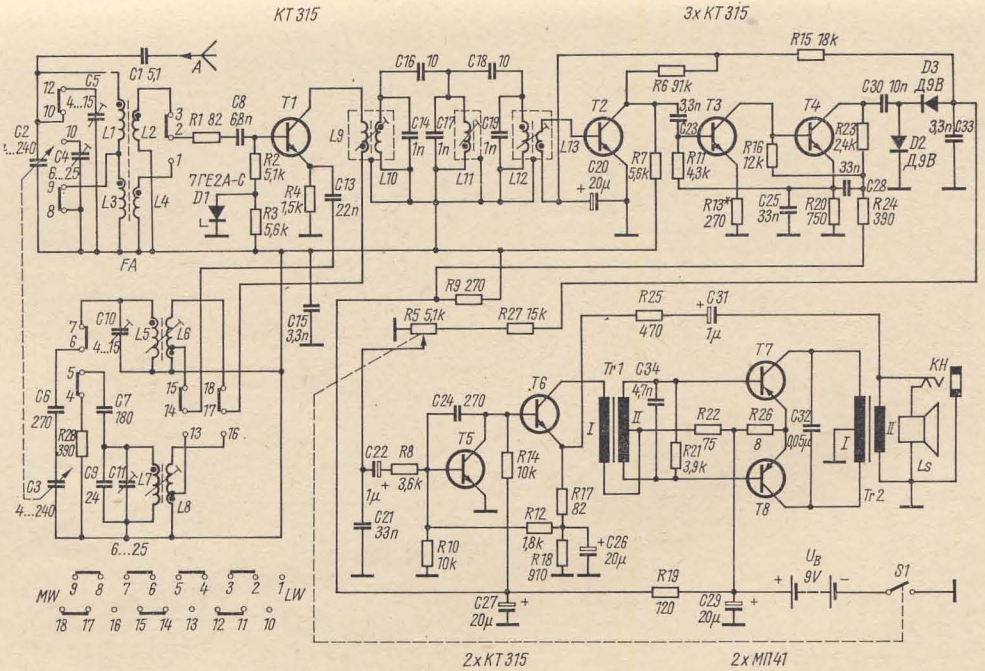



*Bild 5 Schaltung des vorwiegend mit Siliziumtransistoren bestückten sowjetischen Taschensupers Selga-402*

Der NF-Verstärker ist ebenfalls 3stufig aufgebaut, wobei die ersten beiden Stufen galvanisch verbunden sind. Die Ausgangsleistung ist 200 mW, damit doppelt so hoch wie beim Vorgängertyp. Als Stromversorgung dient die Akkumulatorbatterie *7D-0,1*.

### *UKW-Taschensuper Lutsch (Strahl)*

In der UdSSR wird mit dem *Lutsch* ein Taschensuper produziert, der nur den UKW-Bereich (87,5 ··· 108 MHz) empfängt. Das Gerät mit den Abmessungen 68 mm × 130 mm × 31 mm enthält einen 9-Kreis-FM-Superhet, der mit 10 Transistoren und 3 Dioden bestückt ist. Die Ausgangsleistung ist 100 mW, als Stromversorgung dient eine 9-V-Kleinbatterie *Krona WZ*. Mit der eingebauten Teleskopantenne ist die HF-Empfindlichkeit etwa 300 µV. Die Zwischenfrequenz ist 10,7 MHz.

Bild 6a zeigt das UKW-Eingangsteil bis zum 1. ZF-Transistor, Bild 6b den ZF-Verstärker mit der FM-Demodulation und den NF-Verstärker.

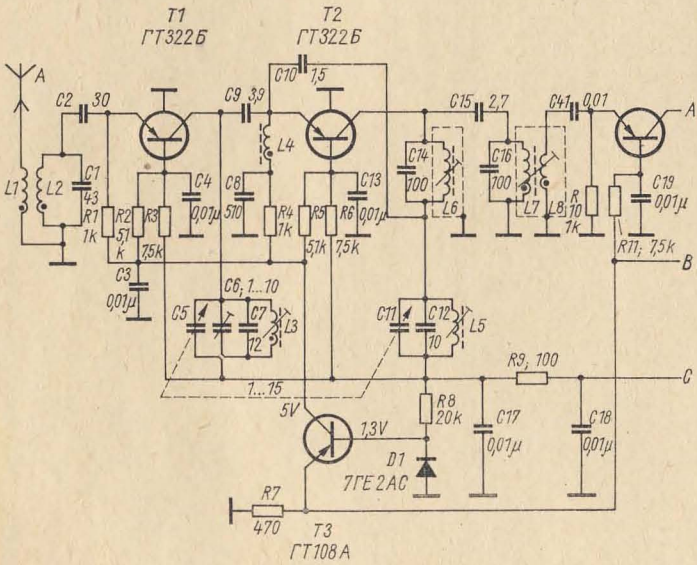



*Bild 6a* *HF-Eingangsteil des UKW-Taschensupers Lutsch bis zur 1. ZF-Stufe*

*Bild 6b* *ZF-Verstärker und NF-Verstärker des UKW-Taschensupers Lutsch*

Das UKW-Eingangsteil besteht aus der UKW-Vorstufe T1 und der UKW-Misch/Oszillatorstufe T 2, beide Transistoren arbeiten in Basisschaltung. Die Abstimmung von Zwischenkreis und Oszillatorkreis erfolgt kapazitiv. Über ein Bandfilter 10,7 MHz gelangt die Zwischenfrequenz an den 3stufigen ZF-Verstärker. Der Transistor T 3 arbeitet als Spannungsstabilisator, mit der stabilisierten Spannung 5 V werden die Arbeitspunkte der beiden UKW-Transistoren festgelegt. Die stabilisierte Spannung 1,15 V dient als Basisvorspannung für die 3 ZF-Stufen.

Auch die ZF-Transistoren arbeiten in Basisschaltung, so daß keine Neutralisationsschwierigkeiten bestehen. Zwischen den ZF-Stufen sind Einzelkreisfilter für 10,7 MHz angeordnet, das Ratiofilter ist zweikreisig ausgeführt. Vom Ratiodetektor gelangt das Signal an den Eingang des NF-Verstärkers, der konventionell aufgebaut ist. Für den interessierten Leser enthält die Tabelle 1 die Angaben zu den Spulen. Dabei dient *L 1* als Verlängerungsspule für die 50 cm lange Teleskopantenne.

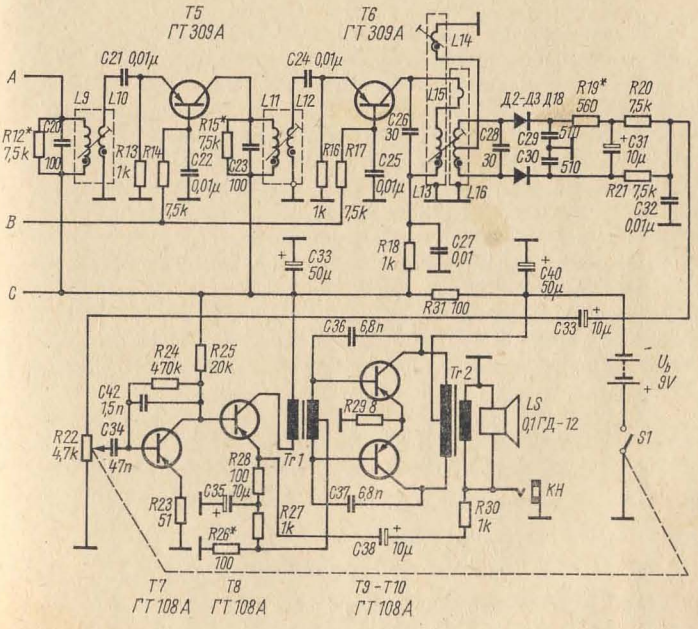


**Tabelle 1 Spulenangaben zu Bild 6a/b**

*L 1* — 20 Wdg., 0,25 CuL
*L 2* — 3,5 Wdg., 0,38 CuL
*L 3* — 3,5 Wdg., 0,64 CuL
*L 4* — 8,5 Wdg., 0,38 CuL
*L 5* — 2,5 Wdg., 0,64 CuL
*L 6* — 14,5 Wdg., 0,15 CuL
*L 7, 9, 11* — 14,5 Wdg., 0,15 CuL
*L 8, 10, 12* — 1 Wdg., 0,15 CuL
*L 13* — 21,5 Wdg., 0,15 CuL
*L 14* — 5,5 Wdg., 0,15 CuL
*L 15* — 1 Wdg., 0,15 CuL
*L 16* — 2 mal 12,5 Wdg., 0,15 CuL
Spulenkörper 5 mm mit HF-Abgleichkern

*Transistorsuper Ural-301*

Mit der Konstruktion des Transistorsupers *Ural-301* leitete die sowjetische Rundfunkgeräteindustrie eine neue Empfängergeneration in die Fertigung über, deren Kennzeichen die Anwendung integrierter Dickfilmschaltkreise ist. Das Gerät enthält nur 5 einzelne Transistoren (UKW-Vorstufe, komplementäre Treiberstufe und eisenlose Endstufe), in den 6 Schaltkreisen sind aber noch 13 Transistoren integriert. Bild 7 zeigt die Abmessungen der Plastumhüllung der Schaltkreise und die Innenschaltung einiger der im *Ural-301* verwendeten Schaltkreise. Der Typ *K2SCHA241* ist eine Misch/Oszillatoranordnung für den UKW-FM-Bereich (bis 110 MHz), der Typ *K2SCHA242* eine gleiche Anordnung für den AM-Bereich (bis 30 MHz). Eine Spannungs-Stabilisierungsschaltung für Rundfunkempfänger ist der Typ *K2PP241*, wobei am Anschluß 1/4 noch eine entsprechende Stabilisierungsdiode anzuschließen ist.

Außerdem befinden sich noch folgende integrierte Dickfilmschaltkreise in Produktion:

*K2US241* — Kaskodenverstärker für HF/ZF (bis 110 MHz);
*K2US242* — 1stufiger HF/ZF-Universalverstärker (bis 30 MHz);
*K2US243* — 1stufiger HF/ZF-Universalverstärker (bis 110 MHz);
*K2UP241* — Differenzverstärker für HF/ZF (bis 110 MHz),
*K2US244* — NF-Verstärker mit Trafo-Treiberstufe;
*K2US245* — NF-Verstärker für eisenlose Endstufe;

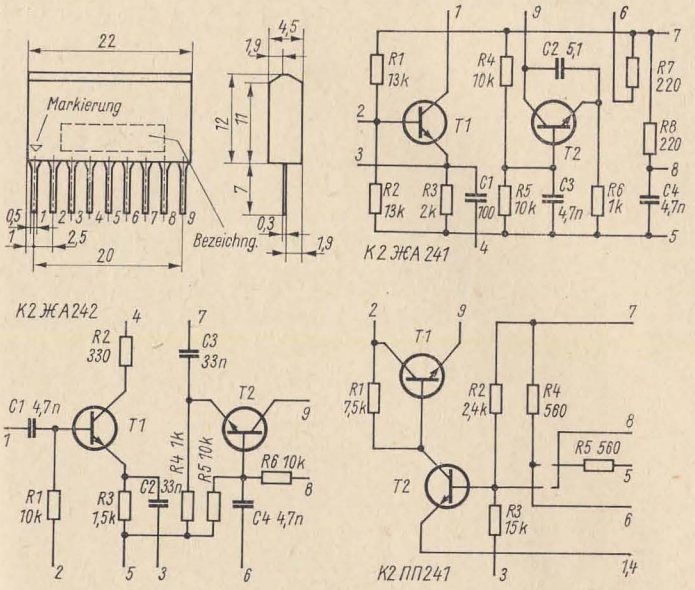



*Bild 7 Abmessungen der Dickfilmschaltkreise und Innenschaltung einiger Schaltkreise, die im Transistorsuper Ural-301 vorhanden sind*

*K2SCHA243* – AM-Detektor mit Regelspannungsverstärker;

*K2DS241* – FM-Detektor (bis 20 MHz).

Die Schaltkreise enthalten auf einer keramischen Trägerplatte eingebrannte Widerstände und aufgelötete Kondensatoren und Transistoren, die allerdings beide ohne Gehäuse sind.

Der Transistorsuper *Ural-301* ist ein Mittelklassenempfänger mit einer NF-Ausgangsleistung von 0,5 W. Die Abmessungen sind 220 mm × 210 mm × 68 mm, die Masse beträgt 2 kg. Das Gerät verfügt über folgende Empfangsbereiche:

LW – 150 ··· 408 kHz;

MW – 525 ··· 1605 kHz;

KWI – 11,6 ··· 12,1 MHz (25-m-Band);

KW II – 9,4 ··· 9,9 MHz (31-m-Band);

KW III – 5,95 ··· 7,3 MHz (41/49-m-Band);

UKW – 65,8 ··· 73,0 MHz bzw. 87,5 ··· 104 MHz.

Die Eingangsempfindlichkeit für 50 mW ist bei LW etwa 2,5 mV/m, bei MW etwa 1,5 mV/m, bei KW etwa 0,5 mV und bei UKW etwa 0,1 mV. Die ZF-Frequenzen sind für AM 465 kHz und für FM 10,7 MHz. Die Stromversorgung erfolgt aus 6 Monozellen. Die Schaltung besteht aus dem UKW-Tuner (1 Schaltkreis, 1 Transistor), dem AM-Misch/Oszillatorteil (2 Schaltkreise), dem AM/FM-ZF-Verstärker (2 Schaltkreise) und dem NF-Verstärker (1 Schaltkreis, 4 Transistoren). Bild 8 zeigt die Schaltung des UKW-Tuners des *Ural-301*. Der Transistor T 1 arbeitet in Basisschaltung als UKW-Vorstufe. Zwischenkreis und Oszillatorkreis werden kapazitiv abgestimmt. Im verwendeten Schaltkreis bildet der

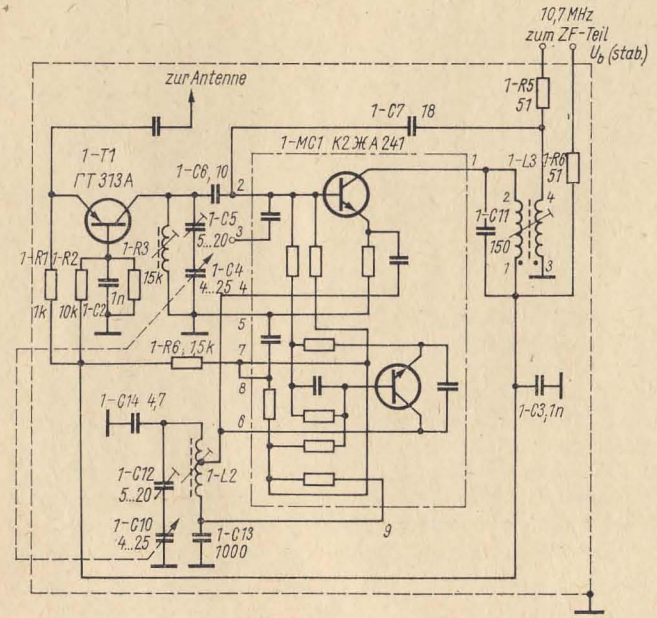



*Bild 8 Schaltung des UKW-Tuners im Transistorsuper Ural-301*

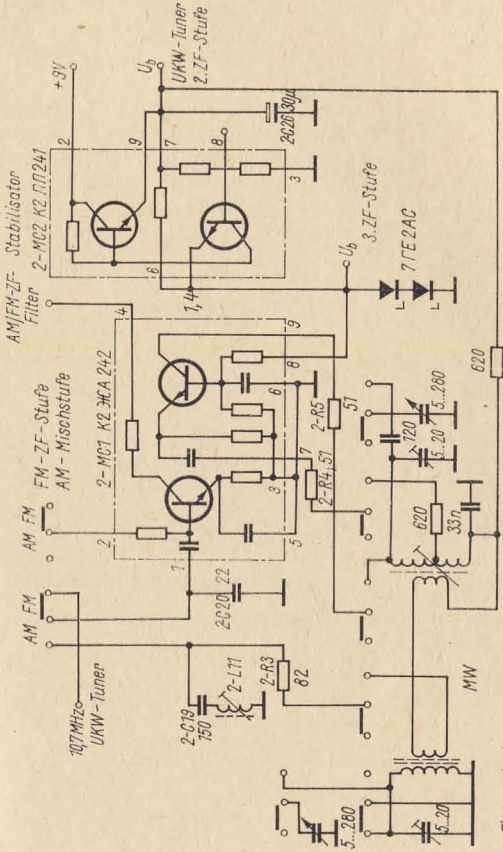



*Bild 9 Schaltung der AM-Misch/Oszillatorstufe und der Spannungs-Stabilisierungsschaltung im Ural-301*

obere Transistor die Mischstufe, der die Eingangsfrequenz an der Basis, die Oszillatorfrequenz am Emitter zugeführt werden. Im Kollektorkreis liegt der Bandfilterkreis 10,7 MHz zur ZF-Aussiebung. Der untere Transistor des Schaltkreises gehört zum Oszillator. Die Betriebsspannung des UKW-Tuners ist elektronisch stabilisiert.

Für die AM-Misch/Oszillatorstufe zeigt Bild 9 die Schaltung. Der linke Transistor des Schaltkreises ist die Mischstufe, der Eingangs- und Oszillatorfrequenz an der Basis zugeführt werden. Der rechte Transistor gehört

zur Oszillatorschaltung, deren Betriebsspannung ebenfalls elektronisch stabilisiert ist. Der rechte Teil der Schaltung ist die elektronische Spannungsstabilisierung, mit der auch die Arbeitspunkte der ZF-Stufen festgelegt werden.

Der ZF-Verstärker ist für FM 3stufig, für AM 2stufig aufgebaut. Bei der FM-Verstärkung sind 3 FM-Bandfilter wirksam, so daß bei FM-Empfang insgesamt 9 Kreise vorhanden sind. Im AM-Bereich sind 3 einkreisige AM-Filter und ein piezokeramisches Filter in der Schaltung, insgesamt arbeiten also bei AM 7 Kreise. Als aktive Bauelemente dienen 2 Schaltkreise *K2US242*, dem ersten wird bei AM-Empfang die Regelspannung zugeführt. Zur Demodulation werden bei FM und bei AM Dioden eingesetzt.

Der NF-Verstärker enthält den Schaltkreis *K2US245* mit 5 Transistoren, der 1. Transistor arbeitet als Impedanzwandler, die anderen 4 Transistoren sind als Spannungsverstärker direktgekoppelt. Dem Schaltkreis folgen die komplementäre Treiberstufe mit den Transistoren *KT 315A* und *MP 41* sowie die eisenlose Endstufe mit den pnp-Transistoren *GT 402A*. An den 10-Ω-Lautsprecher *0,5GD-30* wird bei einer Betriebsspannung von 9 V eine Leistung von etwa 500 mW abgegeben.

**Literatur**


[1] *Meissner, R.:* Reiseempfänger Astrad F6Tr17 — Riga 103, radio-fernsehen-elektronik 21 (1972), Heft 11, Seite 357 bis 360

[2] *Boschko, I. / Chabibulin, W.:* Radioempfänger »Ozean«, Radio 47 (1971), Heft 5, Seite 38 bis 41 u. Heft 6, Seite 32 bis 36

[3] *Isak, J. / Sermilis, A.:* Radioempfänger »Selga-402«, Radio 46 (1970), Heft 12, Seite 15/16

[4] *Galjamow, R.:* Radioempfänger »Lutsch«, Radio 46 (1970), Heft 4, Seite 21 bis 23

[5] *Najajew, W./Naiman, M.:* Radioempfänger »Ural-301«, Radio 48 (1972), Heft 10, Seite 35 bis 37

[6] *Sawostjanow, E. u.a.:* Mikroschaltungen für Radioempfänger, Radio 48 (1972), Heft 3, Seite 54 bis 56

[7] *Baranow, W. / Filipenko, W.:* Die Anwendung der Mikroschaltungen K2SCHA-243 und K2US242, Radio 48 (1972), Heft 9, Seite 40 bis 42

# Der Entwurf digitaler Systeme

*Wolf-Joachim Fischer*

## *1. Grundlagen*

Digital arbeitende Systeme gewinnen in wachsendem Maße auch für den Amateur an Bedeutung. Das gegenwärtige Angebot an Halbleitern, insbesondere die preisgünstigen *Bastlertransistoren*, lassen auch kompliziertere digitale Schaltungen in den Bereich der Möglichkeiten des Amateurs gelangen. Nicht zuletzt wird der Trend zu integrierten Schaltkreisen diese Entwicklung beschleunigen. Der Entwurf digitaler Systeme vollzieht sich in folgenden Schritten:

- verbale Problemformulierung;
- mathematische Beschreibung durch Schaltfunktionen;
- Minimisierung der Schaltfunktionen;
- Aufstellen des Logikplanes;
- Modifizierung des Logikplanes (bedingt durch Zusammenschaltbedingungen, Art der verwendeten Logik usw.);
- Symbolschaltplan;
- Berechnung der Elementarbausteine;
- praktische Realisierung.

Die mathematische Formulierung des Problems erfolgt mit den Methoden der Schaltalgebra. Die Grundlagen der Schaltalgebra (*Boolesche* Algebra) werden beim Leser als bekannt vorausgesetzt [1]. Es erfolgt an dieser Stelle nur eine kurze Zusammenstellung der wichtigsten Zusammenhänge:

$$
\begin{array}{lll}
(1) & x_1 x_2 & = x_2 x_1 \\
(2) & x_1 \vee x_2 & = x_2 \vee x_1
\end{array}
\Big\} \textit{Kommutativgesetz}
$$

$$
\begin{array}{lll}
(3) & x_1 x_2 x_3 & = (x_1 x_2)\, x_3 \quad = x_1 (x_2 x_3) \\
(4) & x_1 \vee x_2 \vee x_3 & = (x_1 \vee x_2) \vee x_3 = x_1 \vee (x_2 \vee x_3)
\end{array}
\Big\} \textit{Assoziativgesetz}
$$

| | | | |
|---|---|---|---|
| (5) | $x_1(x_2 \vee x_3)$ | $= x_1x_2 \vee x_1x_3$ | *Distributivgesetz* |
| (6) | $x_1 \vee x_2x_3$ | $= (x_1 \vee x_2)\,(x_1 \vee x_3)$ | *Distributivgesetz* |
| (7) | $x_1x_1$ | $= x_1$ | |
| (8) | $x_1 \vee \bar{x}_1$ | $= L$ | |
| (9) | $\bar{\bar{x}}_1$ | $= x_1$ | |
| (10) | $\overline{x_1 \vee x_2}$ | $= \bar{x}_1\bar{x}_2$ | Theorem von *de Morgan* |
| (11) | $\overline{x_1x_2}$ | $= \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2$ | Theorem von *de Morgan* |
| (12) | $x_1x_2 \vee x_2$ | $= x_2\,(x_1 \vee L) = x_2$ | Kürzungsregeln |
| (13) | $x_1x_2 \vee x_1\bar{x}_2$ | $= x_1\,(x_2 \vee \bar{x}_2) = x_1$ | Kürzungsregeln |

Wichtige Schaltfunktionen:

| | |
|---|---|
| $f = x_1 \vee x_2$ | Disjunktion (ODER) |
| $f = x_1x_2$ | Konjunktion (UND) |
| $f = \bar{x}$ | Negation |
| $f = \overline{x_1 \vee x_2}$ | NOR (negiertes ODER) |
| $f = \overline{x_1x_2}$ | NAND (negiertes UND) |

Wir unterscheiden Systeme mit rein kombinatorischen Verknüpfungen und sequentielle Schaltungen. Bei kombinatorischen Schaltungen hängt der Zustand der Ausgangsvariablen in einem betrachteten Takt nur vom Zustand der Eingangsvariablen im gleichen Takt ab, während bei sequentiellen Systemen (Systeme mit Gedächtnis) zusätzlich die Vorgeschichte der Eingangsvariablen berücksichtigt werden muß.

### *2. Kombinatorische Schaltungen*

Für die folgenden Betrachtungen vereinbaren wir folgende Kodierung:

Zustand *EIN* = L;

Zustand *AUS* = O.

Die verbale Formulierung des Problems wird im ersten Schritt in eine Schaltbelegungstabelle umgesetzt.

*Beispiel*

Die Lampe *La* soll nur dann eingeschaltet sein, wenn der Eingang $x_1$ mit L belegt ist und die Eingänge $x_3$, $x_4$ beide O sind, oder wenn der Eingang $x_4$ mit L belegt ist und $x_2$ O ist.

| $x_1$ | $x_2$ | $x_3$ | $x_4$ | *La* |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | L | L |
| 0 | 0 | L | 0 | 0 |
| 0 | 0 | L | L | L |
| 0 | L | 0 | 0 | 0 |
| 0 | L | 0 | L | 0 |
| 0 | L | L | 0 | 0 |
| 0 | L | L | L | 0 |
| L | 0 | 0 | 0 | L |
| L | 0 | 0 | L | L |
| L | 0 | L | 0 | 0 |
| L | 0 | L | L | L |
| L | L | 0 | 0 | L |
| L | L | 0 | L | 0 |
| L | L | L | 0 | 0 |
| L | L | L | L | 0 |

Die logische Funktion *f* für die Ansteuerung der Lampe *La* erhält man durch Herauslesen und disjunktives Verknüpfen der La-Terme, die mit L belegt sind.

$$f = \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2x_3x_4 \vee x_1\bar{x}_2\bar{x}_3\bar{x}_4$$

$$\vee\, x_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4 \vee x_1\bar{x}_2x_3x_4 \vee x_1x_2\bar{x}_3\bar{x}_4$$

Für eine technische Realisierung ist diese Funktion noch unbrauchbar. Sie muß zunächst mit den Regeln der *Booleschen* Algebra minimisiert werden.

Ohne systematische Verfahren [1] ist das ein mühsamer Vorgang. Wir wollen daher eine andere Methode anwenden, die in die Literatur als *Karnaugh*-Verfahren eingegangen ist. Dieses Verfahren eignet sich für Systeme, die nicht mehr als vier Eingangsvariable besitzen. Die einzelnen Terme der Schaltbelegungstabelle werden in eine Tafel mit $2^n$ Feldern eingetragen. An die Außenränder der Tafel werden die Eingangsvariablen in kodierter Form angetragen. Damit ist jedem Term der Schaltbelegungstabelle eindeutig ein Feld in der *Karnaugh*-Tafel zugeordnet. Das Wesentliche an der Tafel besteht nun darin, daß sich waagerecht oder senkrecht benachbarte Felder nur in einer Variablen unterscheiden. In diesem Sinne gelten dann auch die einander gegenüberliegenden Randfelder als benachbart.

| $x_2$ \ $x_1$ | 0 | L |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 2 |
| L | 1 | 3 |

2 Variable

| $x_3$ \ $x_1x_2$ | 00 | 0L | LL | L0 |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 | 3 | 2 |
| L | 4 | 5 | 7 | 6 |

**3** Variable

| $x_3x_4$ \ $x_1x_2$ | 00 | 0L | LL | L0 |
|---|---|---|---|---|
| 00 | 0 | 1 | 3 | 2 |
| 0L | 4 | 5 | 7 | 6 |
| LL | 12 | 13 | 15 | 14 |
| L0 | 8 | 9 | 11 | 10 |

4 Variable

Am Beispiel des Feldes 2 sei das Prinzip der Tafel noch einmal veranschaulicht:

| | | Term | Belegung in diesem Beispiel |
|---|---|---|---|
| Feld | 2 | $x_1\bar{x}_2\bar{x}_3\bar{x}_4$ | L |
| benachbarte Felder | 3 | $x_1x_2\bar{x}_3\bar{x}_4$ | L |
| | 6 | $x_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4$ | L |
| | 0 | $\bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4$ | 0 |
| | 10 | $x_1\bar{x}_2x_3\bar{x}_4$ | 0 |

Für das gewählte Beispiel mit den Variablen $x_1 - x_4$ ergibt sich folgende *Karnaugh*-Tafel:

| $x_3x_4$ \ $x_1x_2$ | 00 | 0L | LL | L0 |
|---|---|---|---|---|
| 00 | 0 | 0 | L | L |
| 0L | L | 0 | 0 | L |
| LL | L | 0 | 0 | L |
| L0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Da sich benachbarte Felder nur in einer Variablen unterscheiden, können sie gemäß Gleichung (13) zu einem Zweierblock zusammengefaßt werden. Der diesem Block entsprechende Term enthält nur noch n-1 Variable. Zwei geeignet benachbarte Zweierblöcke lassen sich zu einem Viererblock vereinigen usw. Das Herauslesen der minimisierten Funktion erfolgt durch das Herauslesen der den Blöcken entsprechenden Terme. Dabei ist zu beachten, daß

– jedes mit L belegte Feld in einem Block erfaßt wird. Ist das für ein Feld nicht möglich, muß dieser Term einzeln herausgelesen werden;
– die zusammengefaßten Blöcke möglichst groß sind.

Die minimisierte Funktion ergibt sich als disjunktive Verknüpfung der herausgelesenen Terme. Dabei ist zu erwähnen, daß es in vielen Fällen mehrere mögliche Lösungen gibt. In Bild 1 sind einige Beispiele für das Herauslesen geeigneter Blöcke gezeigt.

Für unser Beispiel erhalten wir:

| $x_3x_4$ \ $x_1x_2$ | 00 | 0L | LL | L0 |
|---|---|---|---|---|
| 00 | 0 | 0 | L | L |
| 0L | L | 0 | 0 | L |
| LL | L | 0 | 0 | L |
| L0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

$f = \bar{x}_2 x_4 \vee x_1 x_3 \bar{x}_4$

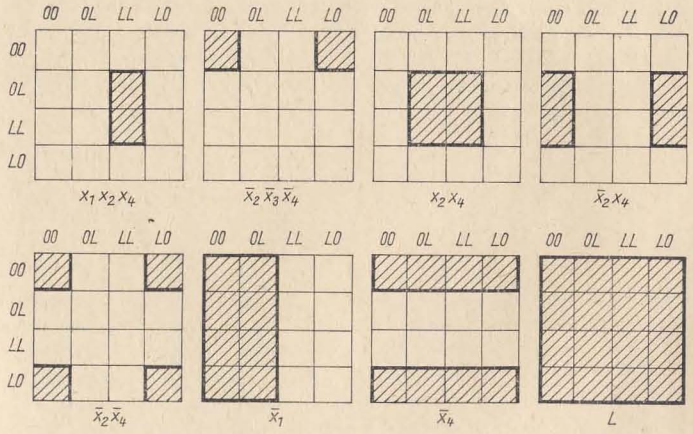



*Bild 1 Blockbildung in Karnaugh-Tafeln*

Diese Funktion läßt sich nicht weiter vereinfachen. Sie ist Ausgangspunkt für die technische Realisierung.

Im nächsten Schritt muß man sich darüber klarwerden, welche Bausteine mit wieviel Eingängen zur Verfügung stehen.

Fällt die Entscheidung zugunsten der RDT-Logik (Widerstände, Dioden, Transistoren), so kann die aus der *Karnaugh*-Tafel ermittelte Funktion direkt in ein Symbolschaltbild umgesetzt werden. Soll die Funktion dagegen in RT-Logik realisiert werden, stehen also nur NAND- oder NOR-Glieder zur Verfügung, so ist die Schaltfunktion mit den Gleichungen (9), (10) und (11) entsprechend umzuformen.

Für das gewählte Beispiel ergibt sich:

RDT-Technik:

$$f = \bar{x}_2 x_4 \vee x_1 \bar{x}_3 \bar{x}_4;$$

RT-Technik (NAND):

eine Umformung mit (9), (10) und (11) ergibt

$$f = \bar{x}_2 x_4 \vee x_1 x_3 \bar{x}_4 = \overline{\overline{x_2 x_4 \vee x_1 x_3 x_4}} = \overline{\overline{(x_2 x_4)}\ \overline{(x_1 x_3 x_4)}}$$

In den Bildern 2 und 3 ist der Symbolschaltplan für RDT- bzw. RT-Logik angegeben. Der so gefundene Symbolschaltplan ist daraufhin zu prüfen, ob die vom Hersteller angegebenen Belastungsverhältnisse eingehalten werden. Bei der Dimensionierung einer Schaltstufe wird darauf noch näher eingegangen. An dieser Stelle sei nur darauf hingewiesen, daß für Schaltungen in RDT-Logik (z. B. URSALOG-System) die Verknüpfungen UND-UND sowie ODER-UND verboten sind. Treten solche Verknüpfungen auf, so ist die Schaltfunktion mit Hilfe der *Booleschen* Algebra umzuformen.

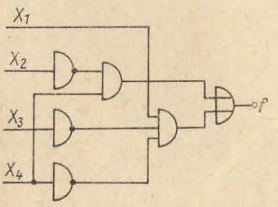



*Bild 2 RDT-Logik*

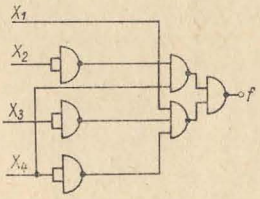



*Bild 3 RT-Logik*

*Beispiel*

Im obigen Beispiel wird in RDT-Technik ein UND-Glied mit drei Eingängen benötigt. Es stehen aber nur UND-Glieder mit zwei Eingängen zur Verfügung.

1. Möglichkeit

Die Hintereinanderschaltung von zwei UND-Gliedern mit zwei Eingängen (Bild 4) ist verboten.

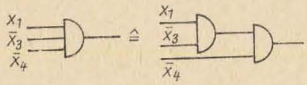



*Bild 4 Nicht erlaubte Möglichkeit*

2. Möglichkeit

Die Umformung mit (10)

$$f = \bar{x}_2 x_4 \vee x_1 x_3 \bar{x}_4 = \bar{x}_2 x_4 \vee x_1 \overline{x_3 \vee x_4}$$

ergibt eine erlaubte Lösung (Bild 5).

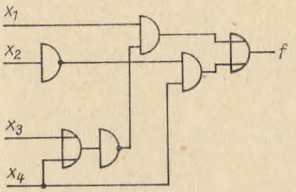
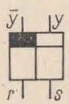
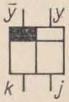
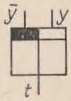



*Bild 5 Erlaubte Lösung*

*3. Sequentielle Schaltungen*

Charakteristisch für sequentielle Schaltungen, auch Automaten genannt, sind Speicherelemente. Eine umfassende Darstellung dieser Systeme setzt Kenntnisse aus der Automatentheorie voraus und geht weit über den Rahmen dieser Einführung hinaus.

Wir wollen uns daher im folgenden auf die Synthese einfacher Schaltungen wie Zählketten und Schieberegister beschränken. Als Speicherelemente stehen die verschiedenen Arten von *Flip-Flops* zur Verfügung.

| Typ | symbolische Darstellung | Schaltbelegungstabelle | | | Übergangstabelle | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| RS |  | $r^n$ | $s^n$ | $y^n$ | $y^{n-1}\ y^n$ | $r^n$ | $s^n$ |
| | | 0 | 0 | $y^{n-1}$ | 0→0 | Φ | 0 |
| | | 0 | L | L | 0→L | 0 | L |
| | | L | 0 | 0 | L→L | 0 | Φ |
| | | L | L | -*) | L→0 | L | 0 |
| JK |  | $j^n$ | $k^n$ | $y^n$ | $y^{n-1}\ y^n$ | $j^n$ | $k^n$ |
| | | 0 | 0 | $y^{n-1}$ | 0→0 | 0 | Φ |
| | | 0 | L | 0 | 0→L | L | Φ |
| | | L | 0 | $\bar{y}^{n-1}$ | L→L | Φ | 0 |
| | | L | L | L | L→0 | Φ | L |
| T |  | | $t^n$ | $y^n$ | $y^{n-1}\ y^n$ | $t^n$ | |
| | | | 0 | $y^{n-1}$ | 0→0 | 0 | |
| | | | L | $\bar{y}^{n-1}$ | 0→L | L | |
| | | | | | L→L | 0 | |
| | | | | | L→0 | L | |

In Tabelle 1 sind für das RS-, JK- und T-*Flip-Flop* die wichtigsten Angaben zusammengestellt.

RS- und JK-*Flip-Flop* besitzen zwei Eingänge, während das T-*Flip-Flop* nur einen Eingang hat:

s bzw. j sind die Setzeingänge,

r bzw. k sind die Rückstelleingänge,

t ist sowohl Setz- als auch Rückstelleingang.

Das Symbol Φ (Phi) in der Übergangstabelle bedeutet, daß an diesem Eingang 0 oder L anliegen kann. Am Beispiel eines *Flip- Flops* wird das sofort klar. Ist ein *Flip-Flop* z. B. gesetzt ($y = L$, $\bar{y} = 0$) und soll es im nächsten Takt in diesem Zustand verbleiben, so kann es noch einmal gesetzt werden ($s = L$), braucht aber nicht ($s = 0$). Es darf nur nicht rückgesetzt werden. Für den Übergang L → L gilt also $s = \Phi$, $r = 0$. Die Felder in der *Karnaugh*-Tafel, die mit Φ belegt sind, können also in die Minimisierung einbezogen werden (zum Zwecke der Bildung großer Blöcke), müssen es aber nicht.

Am Beispiel einer statisch gekoppelten Ringzählkette mit RS-*Flip-Flop* soll die Synthese eines sequentiellen Schaltkreises erläutert werden. Die Ringzählkette hat 6 stabile Zustände und zählt abwechselnd bei 0 und L am Eingang einen Schritt weiter. Tritt eines der Symbole L oder 0

zwei- oder mehrmals hintereinander am Eingang auf, so verbleibt die Zählkette in ihrem alten Zustand.

Aus diesen Angaben können die Schaltbelegungstabelle sowie eine Zustandstabelle aufgestellt werden. Die Zustandstabelle gibt an, in welchen Zustand $Y^n$ (Zustand zum Zeitpunkt n) die Schaltung beim Anliegen des Eingangszustandes $X^n$ (X kann in diesem Beispiel die Werte 0 oder L annehmen) geht, wenn sie sich im Zustand $Y^{n-1}$ befunden hat.

| $Y^n$ | $y_1$ | $y_2$ | $y_3$ |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | L | 0 | 0 |
| 2 | L | L | 0 |
| 3 | L | L | L |
| 4 | 0 | L | L |
| 5 | 0 | 0 | L |

Schaltbelegungstabelle

| $Y^{n-1}$ | X = 0 | X = L |
|---|---|---|
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 2 |
| 2 | 3 | 2 |
| 3 | 3 | 4 |
| 4 | 5 | 4 |
| 5 | 5 | 0 |

Zustandstabelle

Im nächsten Schritt müssen die Zustände 0···5 dual kodiert werden. Wir benötigen für diese 6 Zustände 3 Variable. Mit 3 Variablen ergeben sich $2^3 = 8$ Kombinationen. Die beiden nichtbenötigten Kombinationen treten gemäß der Schaltbelegungstabelle nie auf und können daher zur Minimisierung herangezogen werden, das heißt, die entsprechenden Felder in der *Karnaugh*-Tafel sind mit Φ zu belegen.

| $Y^{n-1}$ | X = L | X = 0 | Ausgabe $y_1y_2y_3$ |
|---|---|---|---|
| 000 | L00 | 000 | 0 0 0 |
| L00 | L00 | LL0 | L 0 0 |
| LL0 | LLL | LL0 | L L 0 |
| LLL | LLL | 0LL | L L L |
| 0LL | 00L | 0LL | 0 L L |
| 00L | 00L | 000 | 0 0 L |
| 0L0 | ΦΦΦ | ΦΦΦ | Φ Φ Φ |
| L0L | ΦΦΦ | ΦΦΦ | Φ Φ Φ |

Kodierte Zustandstabelle

An Hand der Übergangstabelle für das RS-*Flip-Flop* können jetzt die Ansteuerfunktionen für die Eingänge r und s berechnet werden. Für einen Zustand sei das näher erläutert (Bild 6). Die Pfeile geben immer den Übergang vom Zustand $Y^{n-1}$ in den Zustand $Y^n$ an, wenn der Eingangszustand X (0, L) ist. In der Übergangstabelle des entsprechenden *Flip-*

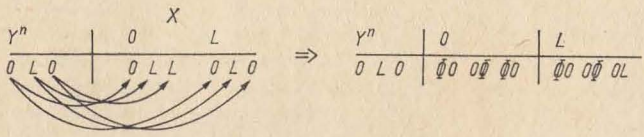



*Bild 6 Ansteuerungsfunktionen r und s*

*Flops* können für solch einen Übergang die Ansteuerfunktionen r und s bzw. j, k oder t abgelesen werden.

Damit ergibt sich nachstehend die komplette Tabelle für die Ansteuerfunktionen r und s.

| $Y^{n-1}$ | X | | | | | | Ausgabe | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | L | | | 0 | | | $y_1$ | $y_2$ | $y_3$ |
| 000 | 0L | Φ0 | Φ0 | Φ0 | Φ0 | Φ0 | 0 | 0 | 0 |
| L00 | 0Φ | Φ0 | Φ0 | 0Φ | 0L | Φ0 | L | 0 | 0 |
| LL0 | 0Φ | 0Φ | Φ0 | 0Φ | 0Φ | Φ0 | L | L | 0 |
| LLL | 0Φ | 0Φ | 0Φ | L0 | 0Φ | 0Φ | L | L | L |
| 0LL | Φ0 | L0 | 0Φ | Φ0 | 0Φ | 0Φ | 0 | L | L |
| 00L | Φ0 | Φ0 | 0Φ | Φ0 | Φ0 | L0 | 0 | 0 | L |
| 0L0 | ΦΦ | ΦΦ | ΦΦ | ΦΦ | ΦΦ | ΦΦ | Φ | Φ | Φ |
| L0L | ΦΦ | ΦΦ | ΦΦ | ΦΦ | ΦΦ | ΦΦ | Φ | Φ | Φ |
| | $r_1s_1$ | $r_2s_2$ | $r_3s_3$ | $r_1s_1$ | $r_2s_3$ | $r_3s_3$ | | | |

Die Ansteuerfunktionen können aus dieser Tabelle direkt herausgelesen werden. Zur besseren Übersicht empfiehlt es sich aber, die Terme aus dieser Tabelle in *Karnaugh*-Tafeln einzutragen und daraus die Ansteuerfunktionen abzulesen. Am Beispiel $r_1$ sei das noch einmal gezeigt:

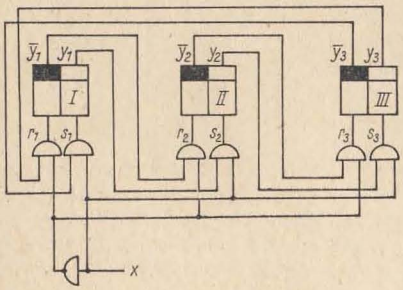



*Bild 7*
*Statische Ringzählkette*

| $y_3x$ \ $y_1y_2$ | 00 | 0L | LL | L0 |
|---|---|---|---|---|
| 00 | Φ | Φ | 0 | 0 |
| 0L | 0 | Φ | 0 | 0 |
| LL | Φ | Φ | 0 | Φ |
| L0 | Φ | Φ | L | Φ |

$r_1 = \bar{x}y_3$

Analog ergeben sich für die anderen Ansteuerfunktionen

$r_1 = \bar{x}y_3 \qquad s_1 = x\bar{y}_3$

$r_2 = x\bar{y}_1 \qquad s_2 = \bar{x}y_1$

$r_3 = \bar{x}\bar{y}_2 \qquad s_3 = xy_2$

Den zugehörigen Symbolschaltplan zeigt Bild 7.

In vielen Fällen läßt sich die statische Ansteuerung nicht anwenden, da sie zu unerwünschten Verkopplungen zwischen den Ein- und Ausgängen der *Flip-Flops* führt. Das JK-*Flip-Flop* z. B. läßt sich überhaupt

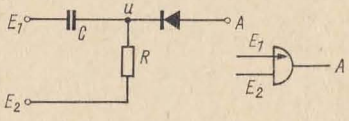



*Bild 8 Impulsgatter*

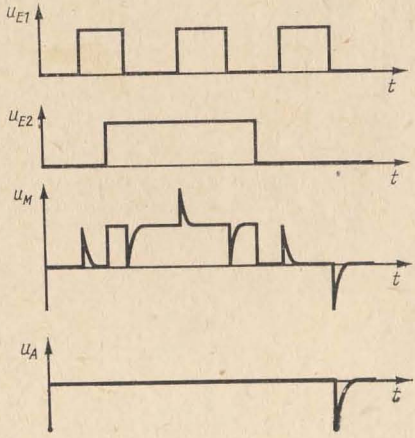



*Bild 9 Impulsdiagramm*

nicht statisch ansteuern, da die Ausgänge y und $\bar{y}$ direkt auf die Eingänge j und k rückwirken. Die Tatsache, daß die Umschaltzeit des *Flip-Flops* kleiner als die Zeitspanne ist, für die der Takt anliegt, hätte zur Folge, daß bei der Eingangsbelegung j = L und k = L das *Flip-Flop* keinen definierten Ausgangszustand einnehmen würde.

Diesen Nachteil vermeidet die dynamische Ansteuerung. Eingangsgröße und Takt werden dem *Flip-Flop*-Eingang über ein Impulsgatter zugeführt. Der Takt liegt dabei nur für eine Zeitspanne am *Flip-Flop*-Eingang, die kleiner als seine Umschaltzeit ist. Das Impulsgatter (Bild 8) wirkt als Differenzierglied mit in Sperrichtung nachgeschalteter Diode. Das Impulsdiagramm (Bild 9) verdeutlicht die Wirkungsweise.

Bei positiver Logik (der positiveren Spannung wird der Wert L zugeordnet $+U \mathrel{\widehat{=}}$ L und 0 $\mathrel{\widehat{=}}$ 0 oder 0 $\mathrel{\widehat{=}}$ L und $-U \mathrel{\widehat{=}}$ 0) erscheint beim Übergang L → 0 und 0 am Vorbereitungseingang ein Impuls am Ausgang. Die symbolische Darstellung der *Flip-Flop*-Ansteuerung ist in Bild 10 angegeben.

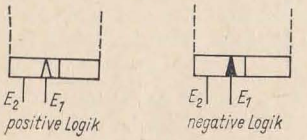



*Bild 10*
*Dynamische Ansteuerung*

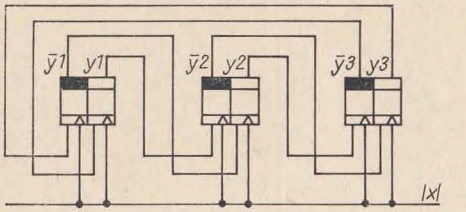



*Bild 11*
*Dynamische Ringzählkette*

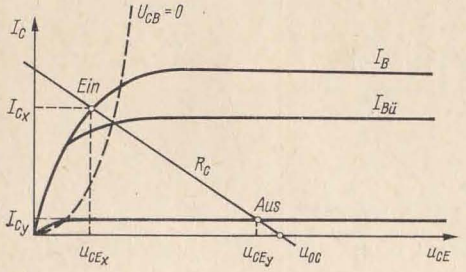



*Bild 12*
*Kennlinienfeld*

Die im Beispiel erläuterte Ringzählkette hat bei dynamischer Ansteuerung in positiver Logik ($+U \mathrel{\widehat{=}} \mathrm{L}$ und $0 \mathrel{\widehat{=}} 0$) die Form nach Bild 11.

### *4. Statische Berechnung einer Schaltstufe (Übersteuerungsschalter)*

An Hand des Kennlinienfeldes (Bild 12) sollen zunächst einige Bezeichnungen erläutert werden. Alle Größen im *EIN*-Zustand (Übersteuerungsbereich) erhalten den Index x, und analog werden die Größen im *AUS*-Zustand (Sperrbereich) mit y indiziert.

$$(14) \qquad m = \frac{I_{\mathrm{Bx}}}{I_{\mathrm{B\ddot{u}}}} = \frac{I_{\mathrm{Bx}} \cdot B_{\mathrm{N}}}{I_{\mathrm{Cx}}} \qquad \text{Übersteuerungsgrad;}$$

$$(15) \qquad U_{\mathrm{BEy}} \leqq U_{\mathrm{BESperr}} \leqq U_{\mathrm{BEF}} \qquad \text{Sperrbedingung;}$$

$$(16) \qquad I_{\mathrm{Bx}} \geqq \frac{m I_{\mathrm{Cx}}}{B_{\mathrm{N}}} \qquad \text{Übersteuerungsbedingung.}$$

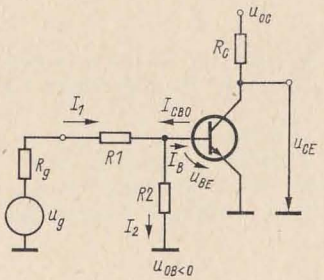



*Bild 13 Schaltstufe*

Am Eingang der Schaltstufe (Bild 13) nehmen wir eine Spannungsquelle $U_g$ mit dem Innenwiderstand $R_g$ an. $U_g$ und $R_g$ können z. B. die vorherige Stufe repräsentieren. Aus Bild 13 lassen sich für den *EIN*- bzw. *AUS*-Zustand folgende Gleichungen ableiten:

$$U_{\mathrm{oC}} = I_{\mathrm{Cx}} R_{\mathrm{C}} + U_{\mathrm{CEx}};$$

$$\frac{U_{\mathrm{gx}} - U_{\mathrm{BEx}}}{R_{\mathrm{gx}} + R_1} = I_{\mathrm{Bx}} + \frac{U_{\mathrm{BEx}} - U_{\mathrm{oB}}}{R_2};$$

$$\frac{U_{\mathrm{gy}} - U_{\mathrm{BEy}}}{R_1} = -I_{\mathrm{CBo}} + \frac{U_{\mathrm{BEy}} - U_{\mathrm{oB}}}{R_2}.$$

Die Auflösung des Gleichungssystems ergibt:

$$(17)\quad R_C = \frac{U_{oC} - U_{CEx}}{I_{Cx}}\ ;$$

$$(18)\quad R_1 = \frac{(U_{BEy} - U_{oB})(U_{gx} - U_{BEx}) - (U_{BEx} - U_{oB})(U_{gy} - U_{BEy})}{I_{Bx}(U_{BEy} - U_{oB}) + (U_{BEx} - U_{oB})\, I_{CBo}}$$

$$(10 \cdots 20\ \mathrm{k\Omega});$$

$$(19)\quad R_2 = \frac{U_{BEx} - U_{oB}}{\dfrac{U_{gx} - U_{BEx}}{R_1 + R_{gx}} - I_{Bx}} \qquad (> 100\ \mathrm{k\Omega}).$$

Ist die vorherige Stufe ebenfalls eine Schaltstufe, so gilt:

$$U_{gx} \approx U_{oC}; \qquad R_{gx} = R_C;$$

$$U_{gy} \approx U_{CEx}; \qquad R_{gy} = R_C \quad \Big\| \quad \frac{U_{CEx}}{I_{Cx}} \approx 0.$$

Die Größen $U_{BEy}$ und $m$ $(2 \cdots 10)$ werden nach (15) und (16) festgelegt. Die Betriebsspannungen $U_{oC}$ und $U_{oB}$ bestimmt im allgemeinen das System, in dem die Schaltung arbeitet.

Der Strom $I_{Cx}$ wird entsprechend der zu schaltenden Last vorgegeben. Die anderen zur Berechnung erforderlichen Größen ergeben sich aus dem statischen Kennlinienfeld des Transistors. Bei Verwendung von pnp-Transistoren sind in [3] für wichtige praktische Betriebsfälle Nomogramme angegeben.

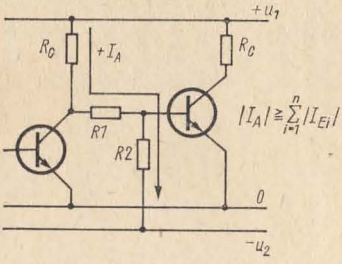
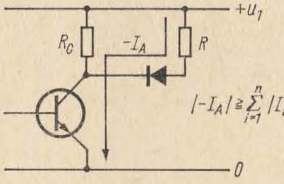



*Bild 14 Schaltstufe – Schaltstufe*




*n.. Zahl der Folgestufen*
*$I_A$ .. Ausgangsstrom der belasteten Stufe*
*$I_E$.. Eingangsstrom der belastenden Stufe*

*Bild 15 Schaltstufe — UND-Glied*

Die Schaltstufe ist die Grundlage für die Synthese vieler weiterer digitaler Schaltungen. Ein RS-*Flip-Flop* entsteht zum Beispiel durch die kreuzweise Verkopplung zweier Schaltstufen.

Es ist nun möglich, die Bedingungen für die Zusammenschaltung mehrerer Schaltstufen zu präzisieren.

Wir unterscheiden dabei 2 Fälle:

1. Schaltstufe – Schaltstufe (Bild 14);
2. Schaltstufe – UND-Glied (Bild 15).

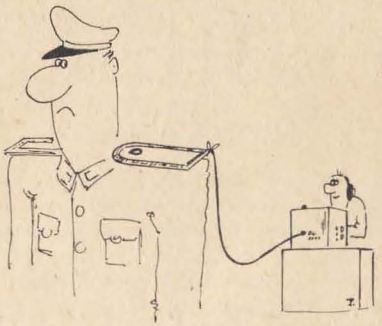
**Literatur**


[1] *Bär, D.:* Einführung in die Schaltalgebra, Reihe Automatisierungstechnik, Band 25, VEB Verlag Technik, Berlin 1968

[2] *Kämmerer, W.:* Digitale Automaten, Akademie-Verlag, Berlin 1969

[3] *Rumpf, K.-H.* ; *Pulvers, M.:* Transistorelektronik, VEB Verlag Technik, Berlin 1965


**Wir klären Begriffe**



ANTENNENLITZE

# Applikationsbeispiele für Thyristoren und Triac's

*Ing. Jürgen Moritz*

Mit der fortschreitenden Entwicklung auf dem Gebiet der Halbleitertechnik setzt sich auch die Anwendung von Bauelementen der Leistungselektronik immer mehr durch. Die ursprünglich vorwiegend für Anwendungen der Energietechnik, insbesondere der Stromrichtertechnik entwickelten Bauelemente können nun auch auf dem Gebiet kleiner Leistungen angewendet werden. Damit eröffnen sich dem Anwender neue Möglichkeiten bei der Lösung von schaltungstechnischen Problemen.

## 1. Thyristorschalter

Gegenüber konventionellen mechanischen Schaltern haben Thyristorschalter mehrere Vorteile:

- nahezu unbegrenzte Anzahl von Schaltspielen;
- höhere Schaltgeschwindigkeit;
- prellfreies Schalten;
- keinen Kontaktabbrand;
- keine Funkenbildung;
- Wartungsfreiheit;
- erschütterungsfrei und erschütterungsunempfindlich

Nachteilig sind u. a. das Fehlen einer galvanischen Trennung, Überlastungsempfindlichkeit sowie höhere Durchlaßverluste.

### *1.1. Thyristorschalter in Wechselstromkreisen*

In Bild 1 sind drei mögliche Grundschaltungen angegeben. Mit der Schaltung a) in Bild 2 wird das Schalten von hohen Wechselströmen mit kleinen Schaltern wie Mikroschaltern, Tastschaltern oder Kontaktthermometern gezeigt.

Bei geschlossenem Schalter fließt der Steuerstrom, abhängig von der anliegenden Spannung, entweder über die Diode D 1 und den Widerstand

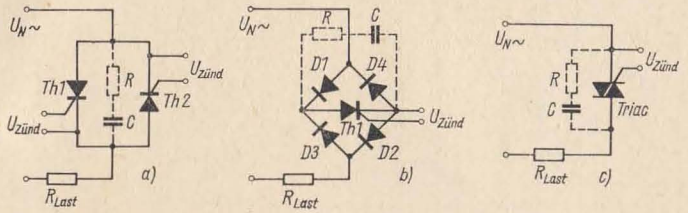



*Bild 1 Grundschaltungen a) Antiparallelschaltung von zwei Thyristoren b) Brückenschaltung, Thyristor im Gleichstromzweig c) Triacschaltung (Smistor)*

$R$ 1 auf die Steuerelektrode des Thyristors Th 1 oder über die Diode D 2 und den Widerstand $R$ 1 auf die Steuerelektrode des Thyristors Th 2. Durch den Steuerstrom wird der jeweils im Blockierzustand befindliche Thyristor in den Durchlaßzustand geschaltet.

Wird der Schalter geöffnet, bleibt der jeweils leitende Thyristor noch bis zum Stromnulldurchgang im Durchlaßzustand und schaltet dann den Sperrzustand.

Diese Schaltung zeichnet sich durch einen besonders einfachen Aufbau aus, hat jedoch einen Nachteil: Bei geöffnetem Schalter $S$ 1 wird dem im Sperrzustand befindlichen Thyristor über die Dioden positiver Steuerstrom zugeführt. Das führt zur Erhöhung der Sperrverlustleistung der Thyristoren und muß durch eine gewisse Überdimensionierung der Bauelemente ausgeglichen werden. Der Widerstand $R$ 1 ist so zu wählen, daß beim Einschalten im Maximum der Netzwechselspannung der zulässige Steuerstrom der Thyristoren nicht überschritten wird.

Bei der Schaltung b) in Bild 2 wird nur ein Thyristor benötigt. Der Thyristor liegt im Gleichstromzweig einer ungesteuerten Diodenbrücke. Für die Brücke werden Leistungsdioden benötigt. Der Spannungsabfall bei der Brückenschaltung ist höher als bei der Antiparallelschaltung. Der Thyristor wird mit gleichgerichteten Halbwellen gespeist und strommäßig doppelt so hoch belastet wie bei der Antiparallelschaltung. Der Kühlaufwand ist deshalb bei dieser Schaltung höher.

Schaltungen mit besonders geringem Aufwand lassen sich durch Einsatz von Triac's (Schaltung c in Bild 2) verwirklichen. Dazu muß jedoch bemerkt werden, daß Triac's in ausreichender Stückzahl erst zu einem späteren Zeitpunkt bereitgestellt werden können.

Der Triac kann mit kleinen Steuerleistungen große Ströme und Spannungen prellfrei schalten. Beim Ausschalten durch Öffnen des Schalters

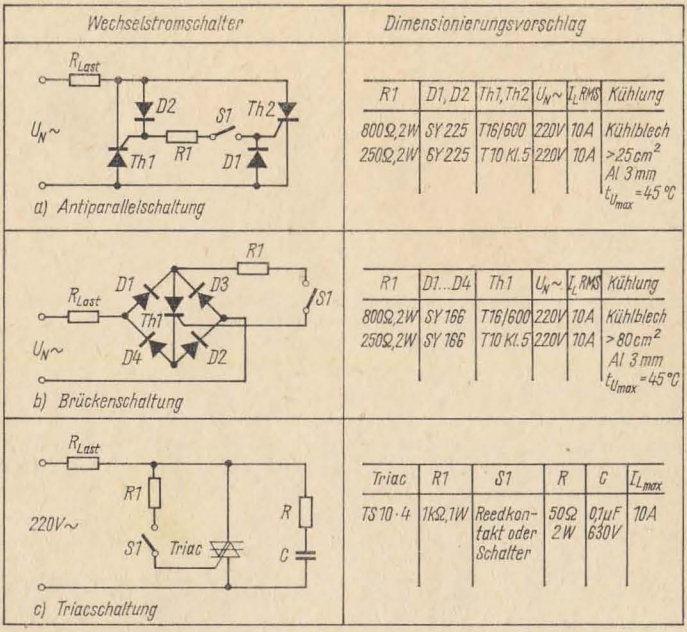



*Bild 2 Wechselstromschalter a) Antiparallelschaltung b) Brückenschaltung c) Triacschaltung*

$S$ 1 wird der Steuerkreis unterbrochen, und der Triac schaltet den Lastwiderstand im Stromnulldurchgang ab.

Zur Dämpfung von Überspannungsspitzen werden $R$-$C$-Glieder parallel zum Triac geschaltet, um ein ungewolltes Zünden zu verhindern. $R$-$C$-Glieder sind immer zu empfehlen, weil die maximalen Überspannungsamplituden der Netzspannung in den seltensten Fällen genau bekannt sind. Die optimalen Werte für den Widerstand liegen im allgemeinen bei 50 bis 100 Ω und für die Kapazität bei etwa 0,1 bis 1 µF, müssen aber für jeden Anwendungsfall gesondert ermittelt werden.

### *1.2. Thyristorschalter in Gleichstromkreisen*

Der Thyristor, als kontaktloser Schalter in einem Gleichstromkreis, bleibt, wenn er einmal gezündet wird, im Durchlaßzustand, auch wenn kein Steuersignal mehr vorhanden ist. Voraussetzung ist, daß der vom

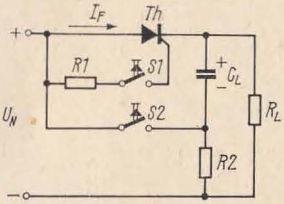



*Bild 3*
*Prinzip eines Thyristor-Gleichstromschalters*

Lastwiderstand $R_L$ bestimmte Durchlaßstrom $I_F$ größer als der Haltestrom $I_H$ des Thyristors ist. Dieses Verhalten ist mit einer Selbsthalteschaltung bei Relais oder Schützen vergleichbar.

Über den Widerstand $R$ 1 wird dem Thyristor beim Schließen des Schalters $S$ 1 ein Steuerstrom aufgeprägt (Bild 3). Der Thyristor gelangt in den Durchlaßzustand und übernimmt den Laststrom $I_F$. Damit liegt an der Katode des Thyristors positives Potential, und der Löschkondensator wird über $R$ 2 auf die eingezeichnete Polarität aufgeladen. Wird der Ausschalter $S$ 2 betätigt, so legt er die Kondensatorspannung $U_{CL}$ in Sperrichtung an den Thyristor. Damit übernimmt der Kondensator für kurze Zeit den Laststrom. Der Durchlaßstrom des Thyristors sinkt dabei unter den Haltestrom, und der Thyristor gelangt in den Blockierzustand, der Laststromkreis ist unterbrochen.

Die bestimmende Größe des Ausschaltverhaltens ist die Freiwerdezeit $t_q$ des Thyristors. Die Kapazität des erforderlichen Löschkondensators ist der Freiwerdezeit $t_q$ direkt proportional. Die Größe des Löschkondensators kann nach folgender Beziehung ermittelt werden:

$$C_L = \frac{(1{,}1 \text{ bis } 1{,}5) \cdot I_{F\,max} \cdot t_q}{U_{C\,min}}$$

$I_{F\,max}$ – maximal auftretender Laststrom
$t_q$ – Freiwerdezeit laut Datenblatt
$U_{C\,min}$ – Mindestkondensatorsopannung
(1,1 bis 1,5) – Sicherheitsfaktor zur Freiwedezeit.

Liegt eine induktive Last vor, so muß zum Schutz des Thyristors eine Freilaufdiode parallel zur Last angeordnet werden. Da der Löschstrom die gleiche Größenordnung wie der Laststrom hat, wird meist an Stelle des Schalters $S$ 2 für den Löschkondensator ein Hilfsthyristor verwendet. Der Hilfsthyristor kann für einen niedrigeren Strom ausgelegt werden, weil er den Löschstrom nur kurzzeitig (einige $\mu$s) führen muß.

Bild 4 zeigt eine Schaltung mit Hilfsthyristor.

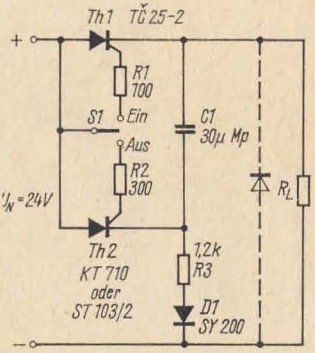



*Bild 4*
*Thyristor-Gleichstromschalter mit Hilfsthyristor*

## 2. Stellgeräte mit Thyristoren

Stellgeräte mit Halbleiterleistungsbauelementen ermöglichen, die Leistung von Wechsel- oder Gleichstromverbrauchern verlustarm zu steuern.

Der Begriff »Steller« wird allgemein für Geräte verwendet, die hinsichtlich der Stromart gleichartige Ein- und Ausgänge haben (Wechselstromeingang und variabler Wechselstromausgang bzw. Gleichstromeingang und variabler Gleichstromausgang). Bei Stellgeräten für Gleichstrom kann auch die Aufgabe »Stellen« mit der Aufgabe »Gleichrichten« in einer Schaltung kombiniert sein. Man spricht dann von steuerbaren Gleichrichtern.

### *2.1. Beispiel eines Wechselstrommstellers mit einem Thyristor im Gleichstromzweig einer Brückenschaltung*

Der Thyristor und das *R-C*-Glied liegen im Gleichstromzweig einer Brückenschaltung und werden mit positiver pulsierender Gleichspannung beaufschlagt (Bild 5a). Je nach Ansteuerung wird der Lastwiderstand von einem mehr oder weniger angeschnittenen Wechselstrom durchflossen.

Über die Widerstände $R$ 1 und $R_V$ wird der Kondensator bis auf die Schaltspannung der Vierschichtdiode aufgeladen. Nach Erreichen der Schaltspannung schaltet die Vierschichtdiode durch, und der Entladestrom des Kondensators bewirkt einen Stromstoß durch die Zündstrecke des Thyristors. Er wird dadurch leitend und kann den Verbraucherstrom führen.

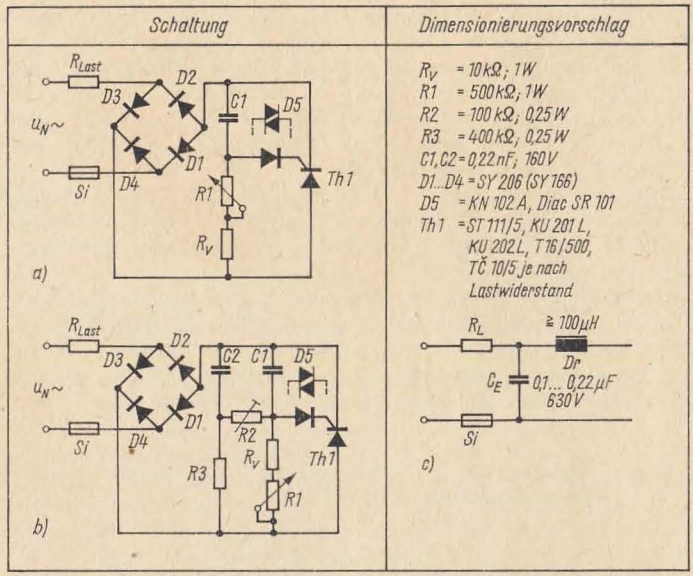



*Bild 5* *Ausführungsbeispiel eines praktischen Wechselstromstellers*
*a) Grundschaltung*
*b) verbesserte Schaltung*
*c) Entstörfilter für die Wechselstromsteller*

Wird der Widerstand $R$ 1 vergrößert, dann dauert die Aufladung des Kondensators länger. Die Durchbruchspannung der Vierschichtdiode wird später erreicht und somit der Thyristor erst später in den Durchlaßzustand gebracht. Durch das gegenüber der Netzhalbwelle verzögerte Einschalten des Thyristors (Anschnittsteuerung) ist eine Steuerung der Verbraucherleistung möglich. Bei ohmscher Last haben Spannung und Strom keine Phasenverschiebung und nähern sich am Ende jeder Halbwelle dem Nullpotential. Ist der Durchlaßstrom des Thyristors unter den Haltestrom gesunken, so schaltet sich dieser aus und muß zu Beginn jeder neuen positiven Halbwelle erneut gezündet werden.

Die Schaltung nach Bild 5a ist zwar funktionsfähig, wird aber durch zwei Eigenschaften in ihrer Anwendung erheblich eingeschränkt. Das sind ein begrenzter Aussteuerbereich und ein Hystereseeffekt. Beide Eigenschaften beruhen darauf, daß nach dem Zünden auf dem Kondensator

$C$ 1 eine Restladung verbleibt. Die Restladung verändert die Anfangsbedingungen für den folgenden Aufladevorgang.

Mit der in Bild 5b eingeführten $R$-$C$-Kombination $C$ 2, $R$ 2, $R$ 3 lassen sich diese Nachteile beseitigen. Nach dem Entladen des Kondensators $C$ 1 über die Vierschichtdiode wird der Kondensator durch die Spannung des Kondensators $C$ 2 auf einen definierten Wert nachgeladen. Mit dem Widerstand $R$ 2 werden die Exemplarstreuungen der Bauelemente ausgeglichen und die Schaltung auf den günstigsten Aussteuerbereich abgeglichen. An Stelle der Vierschichtdiode *KN 102* aus der UdSSR kann auch ein Diac *SR 101* aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin verwendet werden.

Die Schaltung eignet sich zum Steuern der Helligkeit von Lampen, zum Steuern von Heizleistungen und sonstigen induktivitätsarmen Verbrauchern. Auch bei Verbrauchern mit induktivem Anteil kann die Schaltung begrenzt angewendet werden, wenn eine Beschaltung durch das $R$-$C$-Glied über den Thyristor eingefügt wird.

**Tabelle 1 Fehler und ihre Ursachen bei der Helligkeitssteuerung mit einem Wechselstromsteller nach Bild 2a**

| Fehler | Bauteil | Ursache |
|---|---|---|
| Licht behält volle Helligkeit | Thyristor | Kurzschluß durch Überschlag oder Stromstoß |
| Keine Steuerwirkung | Verdrahtung | Anode-Katode- oder Anode-Steueranschluß-Kurzschluß |
| Lichtintensität läßt sich einstellen, jedoch nicht auf vorgesehenen Kleinstwert | Thyristor | zu kleine Durchbruchspannung |
| | Vierschichtdiode | zu kleine Durchbruchspannung |
| | Trigger-Kondensator | Kapazität zu gering |
| | Steuerwiderstand | max. Widerstand zu klein |
| Kein Licht über größten Teil des Steuerbereichs, springt auf volle Intensität am niederohmigen Ende des Stellwiderstands | Thyristor | benötigter Steuerstrom zu hoch |
| | Verdrahtung | Vierschichtdiode kurzgeschlossen oder zerstört (leitende Verbindung) |
| | Thyristor | Kurzschluß zwischen Steuerelektrode und Anode |
| Bogenentladung im Steuerwiderstand | Kondensator | Kurzschluß |
| | Verdrahtung | offene Anode, Katode-Steuerelektrode kurzgeschlossen |
| Kein Licht | Thyristor | offen |
| | Vierschichtdiode | offen |
| | Steuerwiderstand | offen |

Da es sich bei der vorliegenden Schaltung um eine Möglichkeit der Phasenanschnittsteuerung handelt, muß das entstehende oberwellenreiche Störspektrum berücksichtigt werden. Durch ein $L$-$C$-Filter nach Bild 2c kann man die Störwirkung auf das speisende Netz verringern. In Tabelle 1 sind einige Fehler und ihre Ursachen zusammengestellt, die bei einer derartigen Schaltung auftreten können.

### *2.2. Gleichstromsteller*

Gleichstromsteller arbeiten nach dem Prinzip, daß der Thyristor als periodisch öffnender und schließender Schalter den Verbraucher an die Speisegleichspannung legt. Entsprechend der EIN-AUS-Schaltfolge ergibt sich ein Mittelwert als wirksame Spannung am Verbraucher.

Da gezündete Thyristoren erst in den Ausschaltzustand gehen, wenn der von ihnen geführte Laststrom unter den Haltestrom gesunken ist, muß der Laststrom z. B. durch eine Gegenspannung kurzzeitig unter den Haltestrom gebracht werden, damit trotz konstanter Speisespannung ein Abschalten erreicht wird.

Es gibt verschiedene Löschschaltungen. Häufig verwendet man die Kondensatorlöschschaltung, bei der die erforderliche Gegenspannung und Löschenergie einem Kondensator entnommen werden.

Bild 6 zeigt das Prinzip eines Gleichstromstellers mit Kondensatorlöschung. Der Löschkondensator $C_L$ wird jeweils bei gezündetem Hauptthyristor Th 1 über die Diode D 1 und $R$ 1 nahezu auf die Batteriespannung aufgeladen. Wird durch den Löschimpulsgenerator ein Zündimpuls auf den Thyristor Th 2 gegeben, so zündet dieser, und der Löschkondensator $C_L$ entlädt sich über den Hauptthyristor Th 1 und löscht ihn. Damit wird der Verbraucherstrom unterbrochen. Entsprechend der über den Einschaltzündimpulsgeber einstellbaren Impulsfolge wird der Hauptthyristor wieder gezündet.

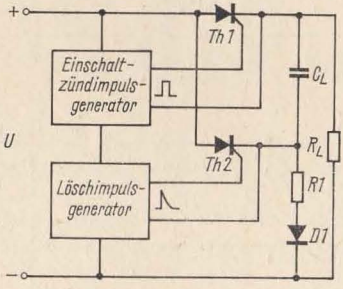



*Bild 6*
*Prinzip des Gleichstromstellers mit Kondensatorlöschung*

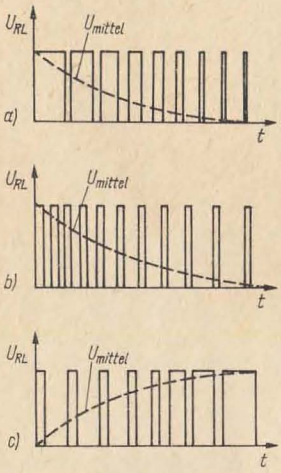



*Bild 7 Steuerarten*

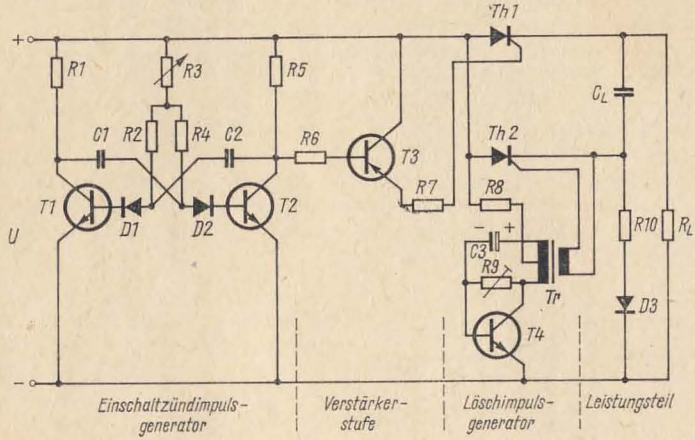



*Bild 8*
*Ausführungsmöglichkeit eines einfachen Gleichstromstellers*

Der Mittelwert der Spannung über dem Verbraucher kann durch die Änderung der Einschalt- bzw. Lösch-Zünd-Impulsfolge oder durch eine Kombination beider erfolgen.

Je nach dem angewendeten Prinzip kann man von einer Impulsbreitensteuerung, Impulsfrequenzsteuerung oder von einer Kombination beider sprechen (Bild 7).

Bild 8 zeigt die Ausführung eines einfachen Gleichstromstellers mit Leistungsteil, Löschimpulsgenerator und Einschaltzündimpulsgenerator.

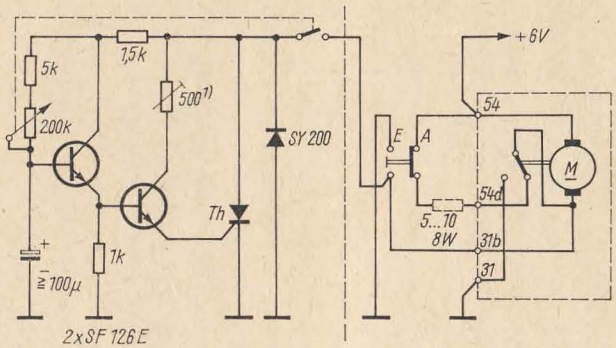
Der Leistungsteil besteht aus Haupt- und Löschthyristor und Löschkondensator. Gegenüber dem Hauptthyristor kann als Löschthyristor ein Typ kleinerer Leistung verwendet werden, weil der für das Löschen des Hauptthyristors erforderliche Löschstrom, der die Größenordnung des Laststroms haben muß, nur kurzzeitig benötigt wird, entsprechend der Freiwerdezeit von Th 1.

Der Löschimpulsgenerator ist als Sperrschwinger mit fester Impulsfolge ausgeführt. Als Einschaltzündimpulsgenerator wird ein astabiler Multivibrator mit nachfolgender Leistungsstufe verwendet.

Über die am Multivibrator einstellbare Impulsfolge wird die Ausgangsspannung verändert.

### 3. Scheibenwischer-Intervallschalter für Kraftfahrzeuge

Für Kraftfahrzeuge ist es vorteilhaft, die Häufigkeit der Bewegung des Scheibenwischers den wechselnden und jeweils vorherrschenden Witterungsbedingungen anpassen zu können. Mit der in Bild 9 gezeigten Schaltung können beliebige Wischintervalle eingestellt werden, so daß z. B. bei nur leichtem Regen ein häufiges Ein- und Ausschalten des Scheibenwischers von Hand entfällt.




1) Wert je nach Thyristor einstellen

*Bild 9 Scheibenwischer-Intervallschalter für Kfz, Th Thyristoren T 16/100, ST 111/100, KU 202 oder T 10 Kl. 1 oder 2*

Über das zeitbestimmende *R-C*-Glied (200 kΩ ≈ 100 μF) wird bei Erreichen der Ladespannung des Kondensators die Transistorkombination durchgeschaltet und damit der Thyristor gezündet. Über den gezündeten Thyristor erhält der Motor Strom, und es wird eine Wischbewegung ausgeführt, bis der Endlagenschalter den Thyristor überbrückt, ihn löscht und durch Öffnen den Stromkreis unterbricht. Die nächste Wischbewegung erfolgt erst nach Ablauf der am *R-C*-Glied eingestellten Zeitkonstante (max. 20 s).

Zur Abbremsung des Wischers in der Endstellung ist bei einigen Fahrzeugtypen (Trabant) ein niederohmiger Widerstand in die Zuleitung Klemme 54 d einzufügen.

### 4. Elektronischer Notstromschalter

Bei Ausfall des Wechselstromnetzes muß für einige Anwendungsfälle der Verbraucher sofort an eine Reservespannung angeschlossen werden. Bei Wiederkehr der Netzspannung muß der Verbraucher von der Reservespannung wieder abgeschaltet werden.

Die in Bild 10 gezeigte Schaltung arbeitet als vollelektronischer Schalter für eine Notstrombeleuchtung. Bei vorhandener Netzspannung wird die Batterie über D 1 und *R* 1 geladen. Mit *R* 1 wird der für eine Erhaltungsladung notwendige Strom eingestellt.

Der Kondensator wird über D 2 und *R* 3 entsprechend der eingezeichneten Polarität aufgeladen, so daß an der Steuerelektrode des

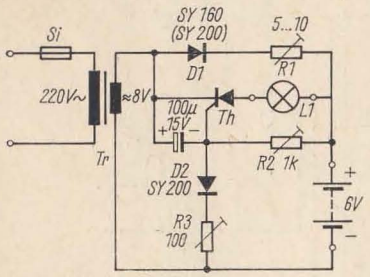



*Bild 10* *Elektronischer Notstromschalter Th Thyristoren KT 710 bis 713, T 16/1,2, KU 201, KU 202 oder ST 111/1 L1 Notstromlampe je nach Thyristor:*

| *für Thyristor KT 710 bis 713 Lampe* | *18 W/6 V* |
|---|---|
| *KU 201* | *12 W/6 V* |
| *KU 202* | *30 W/6 V* |
| *T 16* | *75 W/6 V* |

Thyristors negatives Potential liegt. Damit wird der Thyristor gesperrt, und die Notbeleuchtung bleibt ausgeschaltet.

Fällt die Netzspannung aus, so entlädt sich der Kondensator, und die Steuerelektrode erhält über $R\,2$ positives Potential. Der Thyristor wird gezündet und schaltet $L\,1$ ein. Bei Wiederkehr der Netzspannung wird der Thyristor von einer an der Katode liegenden positiven Halbwelle gelöscht. Da der Batteriestrom für $L\,1$ über die Sekundärwicklung des Transformators fließt, muß die Drahtdicke der Wicklung der vorhandenen Stromdichte entsprechen.

### 5. Alarmschaltung mit Thyristor

Für die Alarmauslösung werden vielfach Relais in Selbsthalteschaltung eingesetzt. In der Schaltung nach Bild 11 wird an Stelle des Relais ein Thyristor verwendet. Ist diese Anordnung z. B. in einem Kfz untergebracht, so wird bei geschlossenem Alarmschalter beim Öffnen der Wagentür der Türkontakt geschlossen und der Thyristor gezündet. Über den jetzt im Durchlaßzustand befindlichen Thyristor wird die Hupe in Betrieb gesetzt. Die Hupe bleibt so lange in Betrieb, bis der Hupenstromkreis über den Alarmschalter unterbrochen wird.

Da mit dieser Anordnung bei jedem Öffnen der Tür ein Alarm ausgelöst wird, müßte der Alarmschalter außerhalb des zu schützenden Objekts versteckt angeordnet werden.

Dieser Nachteil wird vermieden, wenn eine Zeitverzögerung bis zur Auslösung des Alarms vorhanden ist. Bild 12 zeigt das Prinzip einer vor dem Thyristor angeordneten Verzögerungsstufe. Eine Auslösung erfolgt wieder über den sich schließenden Türkontakt. Über $R\,1$ wird der Kondensator $C\,1$ aufgeladen und nach Ablauf der Aufladezeit der Transistor T 1 durchgeschaltet. Der Thyristor wird also verzögert gezündet. Die Ver-

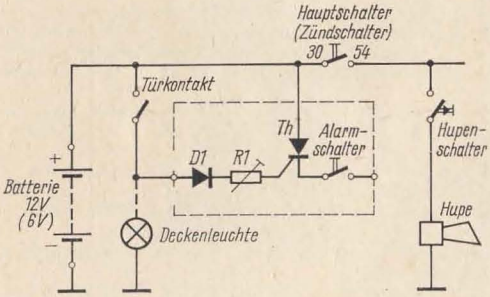



*Bild 11 Alarmschaltung mit Thyristor*

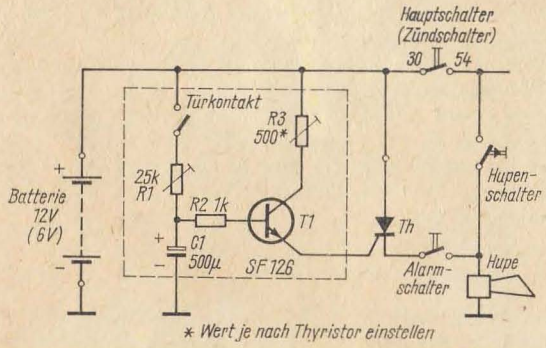



*Bild 12 Alarmschaltung mit Thyristor und Zeitverzögerung Th Thyristoren T 16/100, ST 111/1 oder T 10 Kl. 1*

zögerungszeit beträgt einige Sekunden, so daß der Alarmschalter, der innerhalb des zu schützenden Objekts untergebracht ist, während dieser Zeit ausgeschaltet werden kann. Der Wert von $R$ 3 richtet sich nach dem verwendeten Thyristor und muß für eine sichere Zündung eingestellt werden. Zur Funktion bei negativen Temperaturen muß für $R$ 3 entsprechend dem Thyristorzünddiagramm ein geringerer Widerstandswert eingestellt werden.

Die in Bild 12 angegebenen Werte sind nur Richtwerte.

**Literatur**

[1] *Moritz, J. / Mundt, R.:* Applikationsbeispiele mit Thyristorbauelementen — Halbleiterschalter. Der Elektro-Praktiker 25 (1971) Heft 11, Seite 354 bis 356
[2] *Moritz, J. / Mundt, R.:* Applikationsbeispiele mit Thyristorbauelementen — Stellgeräte mit Thyristoren. Der Elektro-Praktiker 26 (1972) Heft 3, Seite 65 bis 68
[3] *Moritz, J. / Mundt, R.:* Applikationsbeispiele mit Thyristorbauelementen — der Triac und seine Einsatzmöglichkeiten. Der Elektro-Praktiker 26 (1972) Heft 7, Seite 217 bis 221
[4] Siliziumleistungsbauelemente — Unterlagen sowjetischer Herstellerbetriebe
[5] Steuerbare Halbleiterventile. Moskau: Verlag Frieden 1967
[6] Halbleiterbauelemente — Katalog der Firmengruppe TESLA, ČSSR, 1970
[7] Thyristoren — Katalog der Firmengruppe ČKD, ČSSR, 1969
[8] Kleinthyristoren und Triacs in der Haushalts- und Industrieanwendung. Sonderdruckschrift der AEG (1969)
[9] Zündschaltungen der Siliziumventile VKDU und VKDUS. Informstandardelektro, Moskau 1967
[10] Firmenschriften General Electric Nr. 200.19-1/67, Nr. 671.1-3/65

# Bauelemente der Optoelektronik

*Dr.-Ing. Hans-Joachim Fischer*

Die Bauelemente der Optoelektronik werden im nahen Infrarot, im Bereich des sichtbaren Lichts und im Ultraviolett eingesetzt. Die Hauptgruppen der optoelektronischen Bauelemente sind:

Festkörper-Strahlungssensoren;

Halbleiter-Lichtemitter;

Lichtleiter (Glasfasern oder Polymerfasern).

In Bild 1 sind die spektralen Empfindlichkeiten des menschlichen Auges und einiger Fotosensoren sowie Lichtquellen dargestellt. Man erkennt die Empfindlichkeitskurve des Si-Fotodetektors mit ihrem

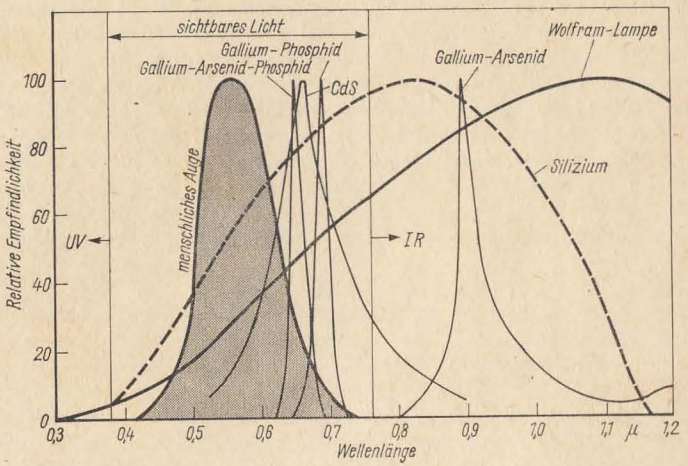



*Bild 1 Spektrale Empfindlichkeit von Lichtemittern und Sensoren der Optoelektronik*

Maximum bei 0,8 μm, die Strahlung der Wolframlampe mit dem Maximum bei 1,1 μm sowie die Strahlungscharakteristiken von GaAs-, GaAsP- und GaP-Lichtemittern. Aus den Kurven entnimmt man, daß der Si-Fotosensor gut mit den Lichtemittern aus GaAs, GaAsP und GaP zusammenarbeiten kann, während CdS nur für die beiden kurzwelligen Emitter geeignet ist. Kadmiumsulfidsensoren haben auch eine schlechtere Frequenzcharakteristik als Siliziumsensoren.

Bei den Si-Sensoren kann man wiederum drei Gruppen unterscheiden:

Si-Fotodioden;

Si-Fototransistoren;

Si-Foto-FETs.

Bei den Fotodioden ergeben sich Fotoströme von einigen 100 μA bei Beleuchtungsstärken von 2···20 mW/cm² und einer Sperrspannung von 30 bis 50 V. Bei schnellen Lichtänderungen verwendet man pin-Dioden (Dioden mit einer eigenleitenden Zwischenschicht). Fototransistoren liefern Ausgangsströme bis zu 10 mA bei gleicher Beleuchtungsstärke, während Foto-FETs 10 mAmW/cm² erreichen und damit die z. Z. empfindlichsten optoelektronischen Sensoren sind. Für Sonderzwecke stehen noch lichtgesteuerte Thyristoren zur Verfügung, die Schaltströme bei Beleuchtung bis zu 2 A liefern können.

Als Lichtemitter dienen in Vorwärtsrichtung vorgespannte pn-Dioden aus den Materialien Galliumarsenid, Galliumphosphid oder GaAsP. Die Leuchtdioden (LEDs) werden in naher Zukunft die Glühlampen ersetzen, denn sie benötigen nur eine geringe Spannung (1,3···3,5 V bei 10···100 mA) und haben eine Lebensdauer von einigen 10000 Stunden.

Es gibt viele Situationen, wo Daten zwischen zwei Baugruppen übertragen werden müssen, die elektrisch voneinander isoliert sind. Hier bietet sich der optoelektronische Koppler an, ein aus einem IR-Emitter in Form einer Leuchtdiode, einem Lichtübertragungsweg (Linse oder Glasfaserbündel) und einem Si-Planar-Fototransistor bestehendes Bauelement. Den prinzipiellen Aufbau zeigt Bild 2, man erkennt die einzelnen Grundbestandteile Leuchtdiode-Lichtleiter (elektrisch isolierend), Fototransistor.

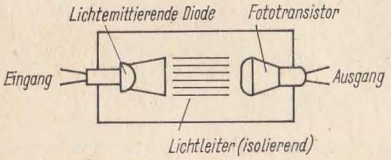



*Bild 2*
*Prinzipieller Aufbau eines optoelektronischen Kopplers*

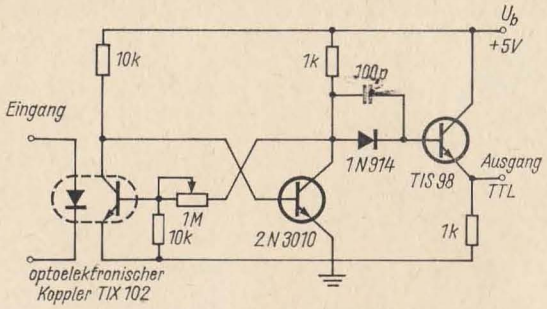



*Bild 3 Optoelektronischer Koppler mit Impulsformer*

Mit dieser optischen Kopplung ergibt sich zwischen Sender und Empfänger ein Isolationswiderstand von $10^{11}\,\Omega$. Die Eingangsspannung beträgt 1,3 ··· 1,5 V bei 10 bis 100 mA, das Ausgangssignal liegt bei üblichen Werten (einige Volt und einige mA). Bei pin-Dioden als Empfänger lassen sich Frequenzen bis 10 MHz übertragen – das ist z. B. bei der optischen Auskopplung schneller Digitaldaten notwendig. Hier koppelt man z. B. den Fototransistor mit einem monostabilen Multivibrator, der am Ausgang geformte Impulse im TTL-Pegel liefert. Mit einem solchen, in Bild 3 dargestellten digitalen optoelektronischen Koppler kann man Erdschleifen in Datenübertragungssystemen vermeiden.

Der in der UdSSR hergestellte optoelektronische Koppler *AOD 101 A* hat folgende technische Daten: Leuchtdiodenstrom 10···40 mA, Schaltzeit 0,15 µs, Isolationswiderstand $10^{11}\,\Omega$, Umsetzwirkungsgrad 1···3 %.

Die Leuchtdiode *KL 105 A* aus der Sowjetunion hat folgende Kennwerte:

Strom $I_F = 10$ mA, Spannung $U_F = 2{,}3 \cdots 3{,}5$ V, $B = 15 \cdots 40$ nt und $T_U = -60 \cdots +70$ °C.

In jüngster Zeit werden optoelektronische Koppler ausgangsseitig mit integrierten Verstärkern zusammengebaut. Damit hat man die Möglichkeit, das Zeitverhalten des Si-Fototransistors in weiten Grenzen zu kompensieren und den Ausgangspegel auf TTL-Niveau herzustellen.

Zur Übertragung von Licht eignen sich Glasfaserbündel, die sowohl geordnet als auch ungeordnet eingesetzt werden können. In geordneter Form heißen sie Bildleiter, dann können sie bildliche Informationen übertragen. Im ungeordneten Fall übertragen sie nur Helligkeitswerte. Glasfasern haben jedoch trotz ihres geringen Durchmessers noch die Neigung,

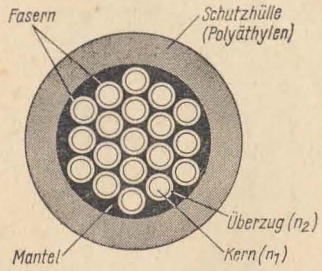



*Bild 4*
*Aufbau eines Lichtleitkabels*

bei öfterem Biegen zu brechen. Damit verringert sich die Transparenz des Lichtleiters. Hier hat man in letzter Zeit Plastiklichtleitfasern eingesetzt, die nachfolgend kurz in ihrer Wirkung beschrieben werden sollen.

Bild 4 zeigt ein Faserbündel im Schnitt. Jede Faser hat einen Kern aus Polymethylacrilat und einen Überzug mit einem transparenten Polymer mit niedrigerem Brechungsindex. Das Licht pflanzt sich in der Faser durch Totalreflexion fort, es gilt das Gesetz

$$n_1 \sin \Theta_1 = n_2 \sin \Theta_2,$$

wobei $n_1$ und $n_2$ die Brechungsindizes der beiden Medien sind, $\Theta_1$ der Einfallswinkel und $\Theta_2$ der Brechungswinkel. Für den Weg des in die Faseroptik einfallenden Lichtstrahls gelten nach Bild 5 die Werte für den Brechungsindex des Kerns $n_1 = 1{,}490$ und den Brechungsindex für den Überzug $n_2 = 1{,}392$. Der Annahmewinkel für eingangsseitige Lichtstrahlen beträgt 64°, ausgangsseitig gilt das gleiche. Lichtleiter haben eine Übertragungsdämpfung. Es gibt zwei Verlustquellen:

1. Verluste durch Reflexion an den Grenzflächen Luft/Faser und Faser/Luft,
2. Lichtabsorption innerhalb der monofilen Faser selbst.

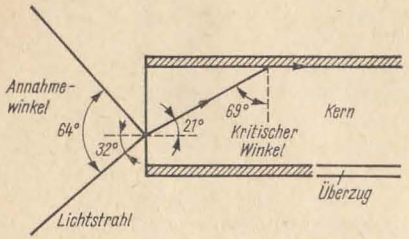



*Bild 5*
*Wirkungsweise der Lichtleitfaser (Totalreflexion am Überzug)*

Die Lichtverluste an den Endflächen hängen von der Güte des Faserschnitts ab. Gut polierte Enden ergeben 4% Lichtverlust. Ein sauberer Schnitt mit einem scharfen Skalpell ergibt z.B. 7···12% Lichtverlust. Der Absorptionsverlust in der Faser für grünes Licht beträgt 25···30% je Meter.

Für ein von der Fa. *Dupont* in Genf hergestelltes Lichtleiter-Plastikmaterial mit dem Handelsnamen *CROFON* wird ein Einsatztemperaturbereich von −30 bis +80°C angegeben. Der äußere Schutzmantel besteht aus Polyäthylen. Die Lichtleitkabel haben 16, 32, 48 oder 64 Fasern von 0,25 mm ⌀. Der industrielle Einsatz von Glas- oder Kunststoff-Lichtleitern umfaßt die Funktionen Abtasten, Überwachen, Nachführen und Beleuchten.

Ein interessantes Beispiel aus der Automobiltechnik soll diesen kurzen Beitrag abschließen: Zur Überwachung der Außenleuchten eines Kraftfahrzeugs werden in die Leuchten an geeigneter Stelle Lichtleitkabel eingebaut, die die Glühlampen der Scheinwerfer, Rücklichter, Blinklichter o.ä. ausleuchten. Alle Anzeigeenden der Lichtleitkabel werden im Inneren des Autos an einer geeigneten Stelle zusammengefaßt. Durch Farbzuordnung (z.B. Grün für Scheinwerfer, Rot für Rücklichter und Gelb für Parkleuchten) wird gewährleistet, daß man im Wageninnern eine Störung sofort erkennen kann. Da diese Überwachung selbst keinen elektrischen Strom benötigt und die Lichtleitkabel leicht in der Karosserie verlegt werden können, signalisiert sie den Glühlampenzustand während des Betriebs mit großer Zuverlässigkeit.

Weitere Anwendungsgebiete sind die Versorgung mehrerer zu beleuchtender Stellen aus einer Lichtquelle, die optische Türschließkontrolle

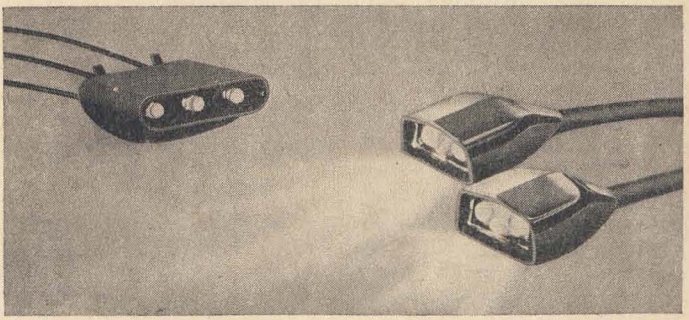


*Bild 6 Ausführungsbeispiel einer Überwachungsanlage für Kraftfahrzeugleuchten mit Lichtleitkabeln*

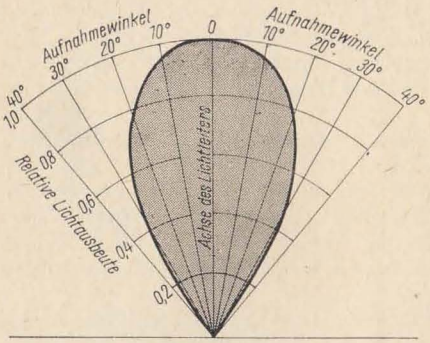



*Bild 7*
*Räumliche Lichtverteilung am Ende einer Lichtleitfaser*

oder der Einsatz von Lichtleitfasern zur Umwandlung einer rotierenden Bewegung in eine lineare. Hierzu wird ein Faseroptikbündel in geordneter Faserlage benutzt. Ein Anwendungsbeispiel ist der von den Akademiewerkstätten für Forschungsbedarf in der DDR entwickelte und zum Komplex der Wetterbildempfangsanlage *WES-2* gehörende Bildschreiber *BAG-1*.

Bild 6 zeigt eine Überwachungsanlage für Kraftfahrzeugleuchten. Schließlich ist in Bild 7 noch die Winkelverteilung des aus einem Lichtleiter austretenden Lichts dargestellt. Man erkennt aus diesem Bild, daß bei $+20°$ von der Achse aus die Intensität auf 0,7 abgefallen ist. Damit ist das Licht, das aus einem Lichtleitkabel austritt, gebündeltes Licht.

Auf die ebenfalls zur Optoelektronik gehörende Flüssigkristallanzeige soll hier nicht näher eingegangen werden, obwohl sie auch in naher Zukunft eine große Rolle in der Anzeigetechnik spielen wird. In der DDR arbeitet auf dem Gebiet der Lichtleiter der VEB *Carl Zeiss* Jena, auf dem Gebiet der Flüssigkristallanzeige der VEB *Werk für Fernsehelektronik* Berlin.

*Ing. Karl-Heinz Schubert*
*DM 2 AXE*

# Der Operationsverstärker und seine Anwendung

Ursprünglich war der Operationsverstärker ein Bauteil in Geräten der Analog-Rechentechnik, das, entsprechend einer zusätzlichen Beschaltung, die verschiedenen Rechenoperationen ausführen konnte. Daraus entwickelte sich der universell verwendbare Operationsverstärker, dessen Übertragungsverhalten durch eine äußere Beschaltung sehr vielen Anwendungsfällen angepaßt werden kann. So findet man heute den Operationsverstärker in der industriellen Elektronik, in der Nachrichtentechnik und auch in der Unterhaltungselektronik.

Es gibt den Operationsverstärker in Transistorausführung auf Leiterplatte, in Hybridtechnik als Dickschicht- oder Dünnschichtschaltung und als integrierten Schaltkreis. Letzterer hat eine Chipgröße von nur 1,4 mm × 1,4 mm, wobei auf dem Chip z. B. 15 Transistoren und 15 Widerstände *(µA 709)* untergebracht sind. Kondensatoren werden nicht integriert, da sie sehr platzraubend sind. Immerhin benötigt ein Kondensator von 10 pF etwa so viel Platz auf dem Chip wie drei Transistoren. Da monolithisch hergestellte Widerstände sehr temperaturabhängig sind, ersetzt man sie durch Transistoranordnungen, so daß die Anzahl der aktiven Bauelemente je Chip zunimmt.

Der wohl bekannteste integrierte Operationsverstärker ist der Typ *µA 709 (SGS)*, der fast von allen Herstellern integrierter Schaltkreise produziert wird.

Bild 1 zeigt die Innenschaltung des *µA 709*, die aber für seine Anwendung uninteressant ist, da sich der Anwender lediglich auf die Verstärker-Kenndaten bezieht. Allgemein besteht ein Operationsverstärker aus einem Differenzverstärkereingang, einem Zwischenverstärker und einem Endverstärker. T 1 und T 2 bilden den Differenzverstärker, dessen Emittersummenstrom von der Konstantstromquelle mit T 11, T 10 (als Diode) und *R* 5 stabilisiert wird. Die Zwischenstufe mit den Transistoren T 3 bis T 6 (in *Darlington*-Schaltung) koppelt vom Differenzverstärker das Signal fast rückwirkungsfrei aus, wobei die Diode T 15 zur Temperaturkompensation dient. Mittels T 8 und T 9 erfolgt eine Potentialumsetzung, das Signal gelangt dann an die Treiberstufe

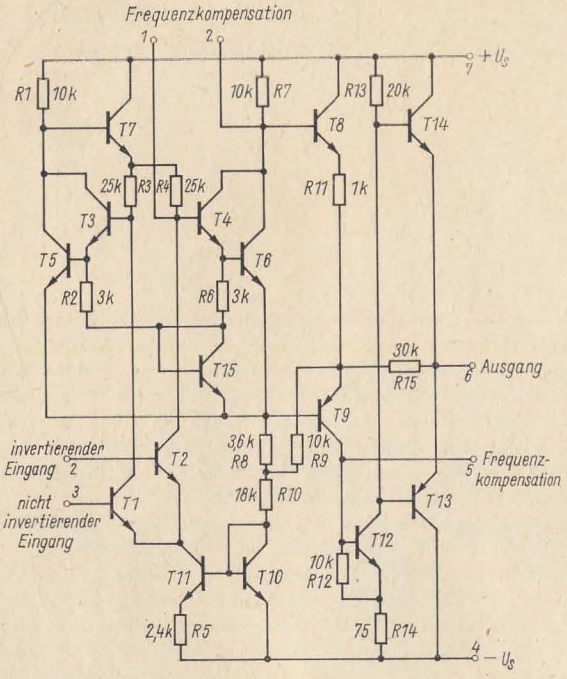



*Bild 1 Innenschaltung des Operationsverstärkers µA 709 (SGS)*

T 12. Diese steuert die komplementäre Endstufe T 13 und T 14, deren Verstärkung durch den Gegenkopplungswiderstand $R$ 15 stabilisiert ist.

Der Vorteil des Operationsverstärkers in integrierter Technik liegt vor allem in seiner geringen Temperaturempfindlichkeit, in seinem symmetrischen Aufbau und in den guten Paarungsbedingungen der aktiven Elemente, die ja auf engstem Raum unter gleichen Bedingungen entstehen. Wird in Bild 1 das Eingangssignal an den invertierenden Eingang (2) gelegt, dann ist das Ausgangssignal (6) gegenphasig. Bei Ansteuerung des nicht invertierenden Eingangs (3) ist das Ausgangssignal (6) gleichphasig mit dem Eingangssignal.

Das Schaltungssymbol für den Operationsverstärker zeigt Bild 2a. Mit dem Minus-Zeichen wird immer der invertierende Eingang, mit dem

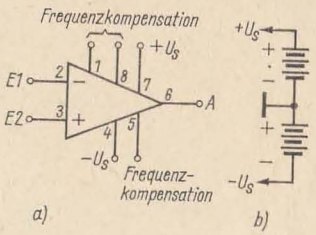
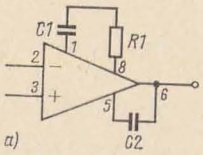



*Bild 2*
*Schaltungssymbol für den Operationsverstärker (a) und symmetrische Versorgungsspannung (b)*



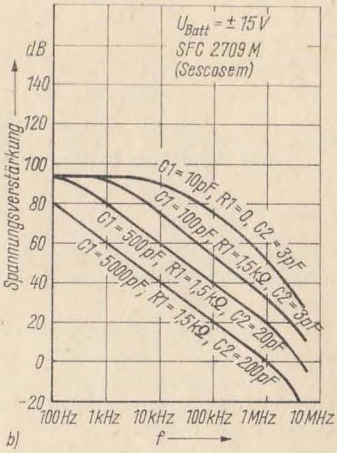




*Bild 3*
*Schaltung der RC-Glieder zur Frequenzkompensation (a) und Darstellung der Spannungsverstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz (b)*

Plus-Zeichen wird immer der nicht invertierende Eingang gekennzeichnet. Die liegende Spitze des Dreicks ist stets der Ausgang. Die Stromversorgung des Operationsverstärkers erfolgt mit einer symmetrischen Versorgungsspannung, wie es Bild 2b zeigt. An den Anschlüssen 1, 8 und 5 können *RC*-Glieder zur Frequenzgangkorrektur angeschlossen werden. Bild 3 zeigt dazu die Schaltung der *RC*-Glieder und die damit erzielten Frequenzgangänderungen der Verstärkung eines Operationsverstärkers. Die Verstärkung des leerlaufenden Operationsverstärkers ist sehr hoch, beim *µA 709* etwa 45000fach, wenn $R_A > 2\,k\Omega$ ist. Mit dieser Verstärkung kann man aber nicht stabil arbeiten, es treten sehr leicht Selbsterregungen auf. Deshalb wird durch eine Gegenkopplung die Verstärkung herabgesetzt.

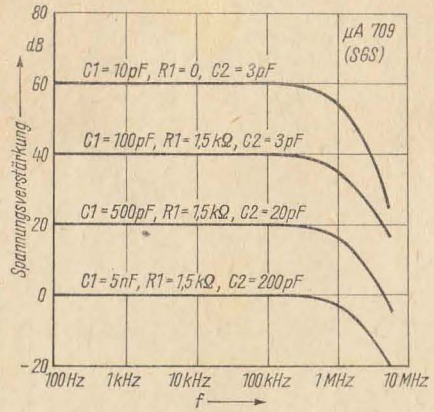



*Bild 4 Darstellung der Frequenzgangänderung bei verschiedenen Gegenkopplungen und verschiedenen Frequenzkompensationen*

Bild 4 zeigt dazu für verschiedene Gegenkopplungen und verschiedene äußere Frequenzkompensationen die Abhängigkeit der Verstärkung von der Frequenz.

Die Einstellung der Gegenkopplung beim Operationsverstärker ist sehr einfach. Bild 5 zeigt dazu die Zusammenhänge. Lediglich die Widerstände $R1$ und $R2$ sind erforderlich, wobei ihr Größenverhältnis den Verstärkungsfaktor bestimmt. Für den invertierenden Betrieb des Operationsverstärkers nach Bild 5a gilt:

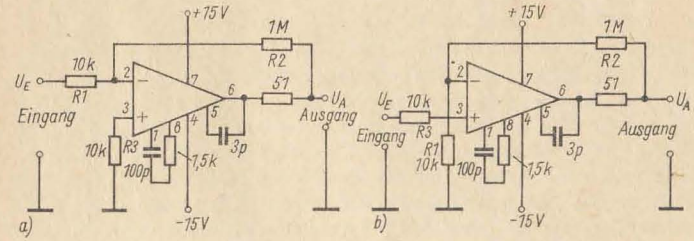



*Bild 5 Einstellen der Gegenkopplung beim Operationsverstärker für den invertierenden Betrieb (a) und für den nicht invertierenden Betrieb (b)*

$$A = \frac{U_A}{U_E} = \frac{R_2}{R_1};$$

$$U_A = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_E;$$

$$R_E = R_1.$$

Beim nicht invertierenden Betrieb des Operationsverstärkers gemäß Bild 5b gilt:

$$A = \frac{U_A}{U_E} = \frac{R_1 + R_2}{R_1};$$

$$U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_E.$$

Der Eingangswiderstand beim nicht invertierenden Betrieb ist sehr hochohmig. Für die Berechnung des Widerstandes $R\,3$ gilt:

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Bild 6 zeigt einige einfache Anwendungen des Operationsverstärkers. Für den summierenden Verstärker (Addierverstärker) nach Bild 6a gilt:

$$U_A = -R_F \left( \frac{U_{E1}}{R_1} + \frac{U_{E2}}{R_2} + \frac{U_{E3}}{R_3} + \cdots + \frac{U_{En}}{R_n} \right).$$

In Bild 6b ist der Differenzverstärker (Subtrahierverstärker) dargestellt, für diesen gilt:

$$U_A = \frac{R_3}{R_1} \left( \frac{R_1 + R_F}{R_2 + R_3} \right) U_{E2} - \frac{R_F}{R_1} \cdot U_{E1};$$

mit $R_2 = R_1$ und $R_3 = R_F$ ist

$$U_A = \frac{R_F}{R_1} (U_{E2} - U_{E1}).$$

Den integrierenden Verstärker zeigt Bild 6c, es gilt:

$$U_A = -\frac{1}{R_1 \cdot C_F} \int U_E \, dt;$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 \cdot C_F}$$

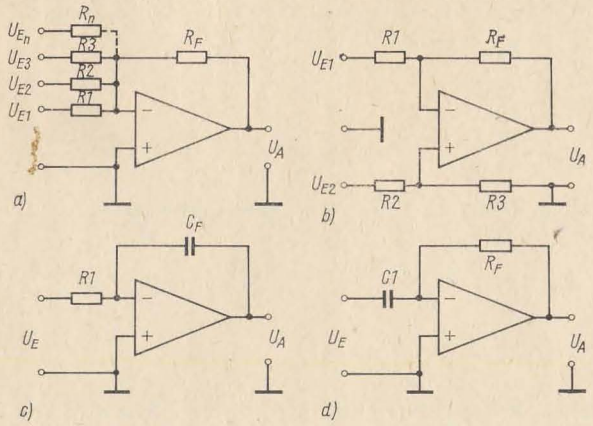



*Bild 6 Grundschaltungen von Operationsverstärkern;*
*a — Summierverstärker, b — Differenzverstärker,*
*c — Integrierverstärker, d — Differenzierverstärker*

Für den in Bild 6d dargestellten differenzierenden Verstärker gilt:

$$U_A = -R_F \cdot C_1 \cdot \frac{dU_E}{dt};$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_F \cdot C_1}.$$

*Anwendungsbeispiele für Operationsverstärker*

Neben dem Einsatz in der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik kann der Operationsverstärker infolge seiner Breitbandcharakteristik auch vielseitig in der NF-Verstärkertechnik eingesetzt werden. Dabei kommen solche Vorzüge des Operationsverstärkers zur Geltung wie hoher Eingangswiderstand, hoher Verstärkungsfaktor, geringes Rauschen und niedriger Ausgangswiderstand bei großem Spannungshub, so daß komplementäre Endstufen direkt angesteuert werden können.

Bild 7 zeigt eine Anwendung als Vorverstärker für ein magnetisches Tonabnehmersystem. Die Frequenzgangentzerrung für den Tonabnehmer geschieht durch die beiden *RC*-Glieder im Gegenkopplungskanal

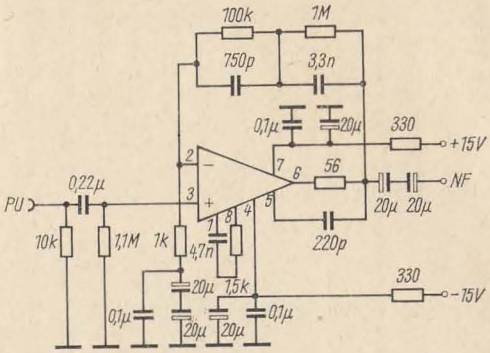



*Bild 7 NF-Vorverstärker mit Frequenzgang-Entzerrung für magnetischen Tonabnehmer*

zwischen dem invertierenden Eingang und dem Ausgang des Operationsverstärkers. Die symmetrische Versorgungsspannung kann man einfach aus einer Gleichspannung von etwa 38 V gewinnen, indem man zwei Z-Dioden 15 V in Reihe an die Gleichspannung legt und so die Spannung aufteilt. In Bild 8 erkennt man eine Klangregelschaltung mit einem Operationsverstärker, der Eingangswiderstand ist etwa 500 kΩ, der Ausgang ist sehr niederohmig. Bei den Frequenzen 20 Hz und 20 kHz ist der Regelbereich ± 20 dB, die Spannungsverstärkung ist 0 dB bei etwa 1 kHz.

Mit Operationsverstärkern lassen sich sehr einfach auch selektive Verstärker und aktive *RC*-Filter realisieren. Bild 9a zeigt die Schaltung eines aktiven Tiefpaßfilters für eine Eckfrequenz von 10 kHz. Ein aktives Hochpaßfilter zeigt die Schaltung Bild 9b, die Eckfrequenz ist 100 Hz.

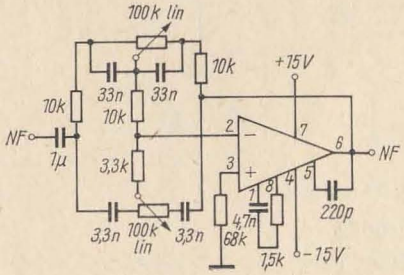



*Bild 8*
*Schaltung für ein Klangregelglied*

Für beide Filterschaltungen errechnet sich die Eckfrequenz zu

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{1}{R_2 \cdot C_2}};$$

$f_0$ in Hz, $R$ in MΩ, $C$ in µF.

Bild 9c zeigt eine Schaltung für ein aktives Bandpaßfilter, die Verstärkung bei der Bandmittenfrequenz ist etwa

$$A \approx \frac{R_2}{R_1}.$$

Die Bandmittenfrequenz selbst errechnet sich aus der Beziehung

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{R \cdot C};$$

$f_0$ in Hz, $R$ in MΩ, $C$ in µF.

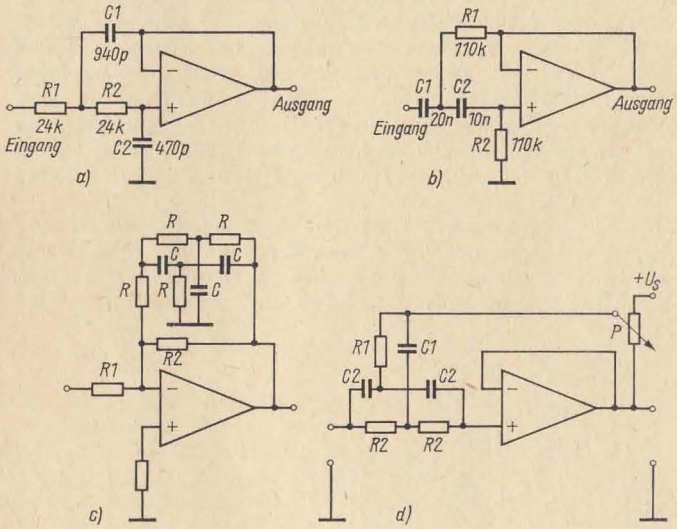



*Bild 9 Aktive Filterschaltungen mit Operationsverstärkern,*
*a — Tiefpaßfilter, b — Hochpaßfilter,*
*c — Bandpaßfilter, d — Bandsperrfilter*

Für das Bandsperrfilter gibt Bild 9d ein Beispiel an, wobei mit dem Regler $P$ die Dämpfung des Filters regulierbar ist. Durch den hohen Eingangswiderstand des Operationsverstärkers im nicht invertierenden Betrieb kann das Doppel-T-Glied sehr hochohmig dimensioniert werden. Für die Berechnung der Bandmittenfrequenz gilt

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{R_2 \cdot C_2};$$

$f_0$ in Hz, $R$ in MΩ, $C$ in µF;
wobei $R_1 = R_2/2$ und $C_1 = 2\,C_2$ ist.

Günstig für die Anwendung in der Meßtechnik sind die Eigenschaften des Operationsverstärkers, daß er einmal praktisch von 0 Hz an verstärkt, zum anderen über den nicht invertierenden Eingang verfügt, so daß den Veränderungen am Eingang Veränderungen am Ausgang in gleicher Richtung folgen. Bild 10 zeigt die Schaltung für ein Gleichstrom-Mikroamperemeter mit Operationsverstärker. Der Eingangswiderstand des Operationsverstärkers ist etwa 1 MΩ/V, für Vollausschlag ist die erforderliche Eingangsspannung 3 mV. Entsprechend ist dafür der Eingangs-Stromteiler dimensioniert. In 6 Bereichen werden die Strommeßbereiche 1 µA bis 100 mA erfaßt. Die beiden Siliziumdioden am Eingang schützen den Operationsverstärker vor Überspannung. Mit dem Regler 10 kΩ wird der Nullpunkt eingestellt.

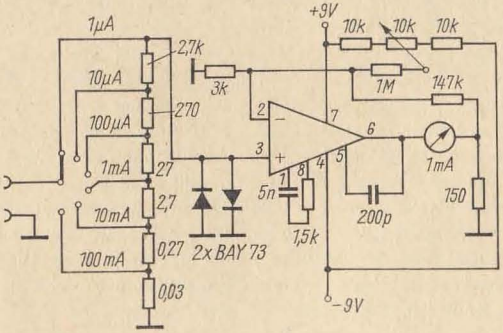



*Bild 10 Schaltung für ein Gleichstrom-Mikroamperemeter*

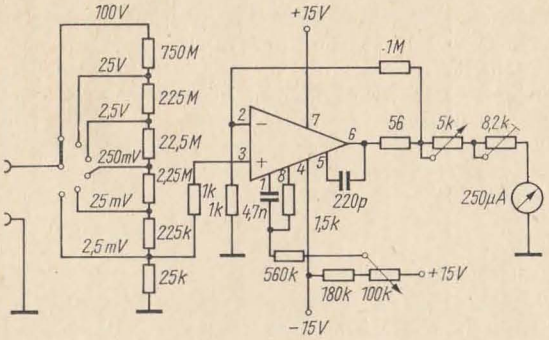



*Bild 11*
*Schaltung für ein Gleichstrom-Millivoltmeter*

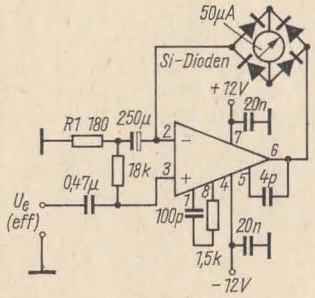



*Bild 12*
*Schaltung für ein Wechselspannungs-Millivoltmeter*

Die Schaltung für ein Gleichstrom-Millivoltmeter zeigt Bild 11. Der Eingangswiderstand ist etwa 6,7 MΩ/V. Die Meßbereiche sind 2,5 mV — 25 mV — 250 mV — 2,5 V — 25 V und 100 V.

Mit dem Regler 5 kΩ wird der Vollausschlag eingestellt, der Nullpunkt kann mit dem Regler 100 kΩ variiert werden. Schwierigkeiten bereitete bisher das Messen kleiner Wechselspannungen, da infolge der Durchlaßkennlinie der Halbleiterdioden Linearitätsfehler auftreten. Sehr geringe Wechselspannungen lassen sich mit solchen Diodenschaltungen überhaupt nicht messen. Hier hilft der Operationsverstärker, Bild 12 zeigt ein Beispiel. Es wird Vollausschlag bei einer Eingangsspannung von 10 mV erreicht. Die Diodenbrücke liegt als Gegenkopplung zwischen dem invertierenden Eingang und dem Ausgang des Operationsverstärkers. Die Meßspannung wird seinem nicht invertierenden Eingang zugeführt. Für den Strom durch das Meßwerk gilt:

$$I_m = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2}\, U_e}{R_1}.$$

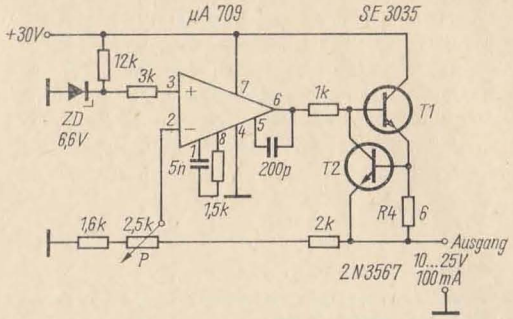



*Bild 13 Schaltung für ein spannungsstabilisiertes Stromversorgungsteil*

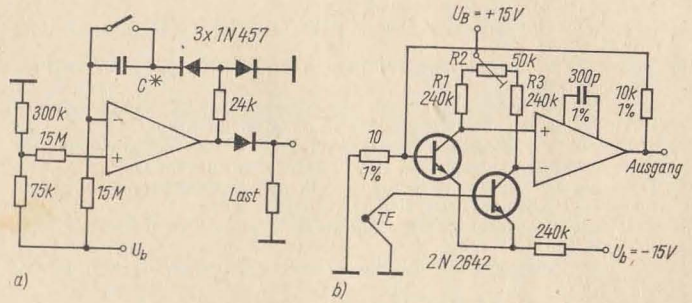



*Bild 14 Schaltung für eine Langzeit-Verzögerungsschaltung (a) und für einen Thermoelement-Spannungsverstärker (b)*

Die Eingangsimpedanz des Wechselspannungsvoltmeters ist größer als 1 MΩ, der Frequenzbereich reicht etwa bis 150 kHz.

Bild 13 zeigt eine Schaltung für eine spannungskonstante Stromversorgung, wobei der Operationsverstärker als Differenzverstärker arbeitet. Am nicht invertierenden Eingang liegt eine Referenzspannung, die durch die Z-Diode stabilisiert ist. Das Verstellen der Ausgangsspannung erfolgt über einen Spannungsteiler mit dem Regler *P*, wobei die abgegriffene Spannung am invertierenden Eingang liegt. Da der Operationsverstärker nur wenig Strom liefern kann (etwa 10 mA), wurde der Transistor T 1

nachgeschaltet. Der Transistor T 2 dient zur kurzschlußfesten Strombegrenzung, wobei die Größe von $R$ 4 diese Strombegrenzung festlegt.

Bild 14a zeigt eine Langzeit-Verzögerungsschaltung, wobei für den Kondensator $C$ je Sekunde etwa 17 nF vorzusehen sind. Die Schaltung für einen Thermoelement-Spannungsverstärker mit sehr kleiner Temperaturdrift (0,5 $\mu$V/°C) ist in Bild 14b zu sehen. Die Widerstände $R$ 1, $R$ 2 und $R$ 3 müssen hinsichtlich des TK-Wertes gepaart sein.

**Literatur**


[1] *Czirr, E.:* Kenndaten des Transistor-Operationsverstärkers, radio-fernsehen-elektronik 18 (1969), Heft 20, Seite 654 bis 656

[2] *Czirr, E.:* Messung der wichtigsten Kenndaten von Transistor-Operationsverstärkern, radio-fernsehen-elektronik 19 (1970), Heft 7, Seite 216 und 226 bis 227

[3] *Czirr, E.:* Hinweise zur Dimensionierung eines einfachen Operationsverstärkers, radio-fernsehen-elektronik 19 (1970), Heft 16, Seite 537 bis 540

[4] *Prochnow, H.:* Der invertierende Spannungsverstärker, radio-fernsehen-elektronik 20 (1971), Heft 1, Seite 30 bis 32

[5] *Zima, J.:* Co s integrovanymi obvody, Radio konstrukter (ČSSR), Heft 6/1970, Seite 52, 54, 58

[6] *Theurer, K.:* Integrierte Analogschaltungen, Funktechnik 23 (1968), Heft 24, Seite 935 bis 937

[7] *Günzel, K.:* Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern, Funktechnik 26 (1971), Heft 2, Seite 57 bis 59 und Heft 3, Seite 85 bis 89

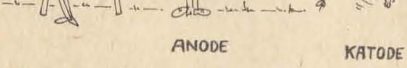
[8] *Maderbacher, F.:* Integrierte Operationsverstärker — und ihre Anwendung als Linearverstärker, Radioschau 45 (1969), Heft 8, Seite 416 bis 419

[9] *Haberl, M.:* Der Operationsverstärker — ein universelles Bauelement der Elektronik, Radioschau 47 (1971), Heft 11, Seite 650 bis 656

[10] —: Praktische schakelingen met de lineare IC 709, Radio Electronica 18 (1970), Heft 3, Seite 111 bis 113

[11] —: Lineare geintegreerde schakelingen, Radio Electronica 18 (1970), Heft 6, Seite 227/228

[12] Unterlagen der Firmen TESLA, Sescosem und Siemens

*Ing. Karl-Heinz Schubert,*
*DM 2 AXE*

# Lineare integrierte Schaltkreise von TESLA

Über die einfachsten integrierten Schaltkreise (IS) *MAA 115*, *MAA 125* und *MAA 145* sowie den IS *MAA 225* von TESLA wurde bereits in [1] berichtet. Nachfolgend wird das Fertigungsprogramm der Firma TESLA (ČSSR) an integrierten Schaltkreisen vorgestellt. Ausführliche Datenangaben findet der Leser in [2] und in [5].

### *3stufiger Verstärker MAA 225/MAA 245*

Dieser integrierte Schaltkreis unterscheidet sich von den in [1] vorgestellten IS dadurch, daß die Emitterelektroden getrennt herausgeführt sind (Bild 1). Somit kann durch eine entsprechende Emitterbeschaltung der Verstärker besser dem Anwendungszweck angepaßt werden. Beide IS können im NF-Bereich und als AM-ZF-Verstärker eingesetzt werden. Die NF-Spannungsverstärkung liegt beim *MAA 225* bei 78··· 84 dB und beim *MAA 245* bei 80··· 90 dB, wobei für den ersteren eine maximale Betriebsspannung von 7 V und für letzteren eine von 12 V zulässig ist. Im HF-Bereich (1 MHz) erreichen beide eine Spannungsverstärkung von 60··· 70 dB. Für die beiden ersten Transistoren ist ein Strom von 5 mA zulässig, für T 3 maximal 40 mA. Die Verlustleistung des IS ist 300 mW. Als Gehäuse wird der Typ *TO-5* verwendet.

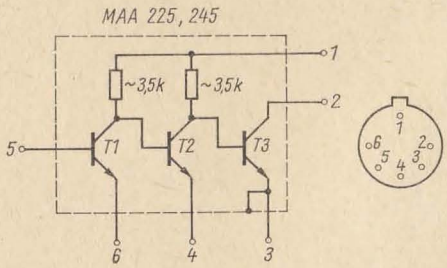



*Bild 1 Integrierte Verstärker-Schaltkreise MAA 225 und MAA 245 von TESLA*

Durch getrennte Herausführung der Kollektorelektrode von T 1 und der Basiselektrode von T 2 sowie eine höhere Transitfrequenz können diese IS vielseitig als Verstärker bis etwa 30 MHz eingesetzt werden (Bild 2). Für NF ist die Spannungsverstärkung $> 70$ dB, bei HF (1 MHz) $> 60$ dB. Beide IS unterscheiden sich durch die maximale Betriebsspannung, *MAA 325:* 7 V und *MAA 345:* 12 V. Für den Transistor T 1 wird eine Stromverstärkung von $> 30$ angegeben. Die maximalen Ströme sind für T 1 etwa 20 mA, für T 2 etwa 5 mA und für T 3 etwa 40 mA. Die Verlustleistung ist wieder 300 mW, als Gehäuse dient eine *TO-5*-Ausführung.

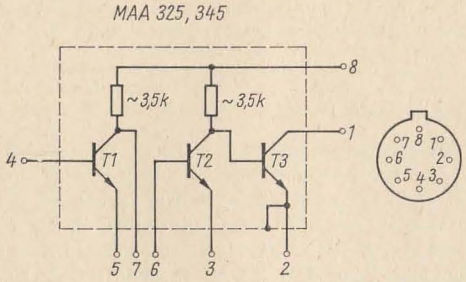



*Bild 2 Integrierte Verstärker-Schaltkreise MAA 325 und MAA 345 von TESLA*

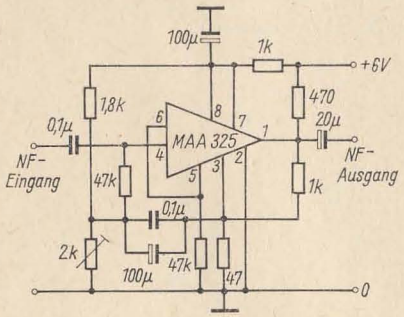



*Bild 3 NF-Vorverstärker mit hochohmigen Eingang mit dem IS MAA 325 von TESLA*

Bild 3 zeigt die Anwendung des IS *MAA 325* als NF-Vorverstärker mit hochohmigem Eingang, also geeignet für Kristalltonabnehmer. Die erste Transistorstufe arbeitet in Kollektorbasisschaltung, wobei zur Erhöhung des Eingangswiderstandes die *Bootstrap*-Schaltung angewendet wird. Der Übertragungsbereich ist 10 Hz bis 8 MHz, wobei der Eingangswiderstand im NF-Bereich bis 50 kHz etwa 840 kΩ ist, dieser aber bei 8 MHz bis auf etwa 2,5 kΩ zurückgeht. Die Verstärkung beträgt 26 dB, die maximale Eingangsspannung ist 70 mV, die maximale Ausgangsspannung 1,3 V. Bei einer Betriebsspannung von 6 V nimmt die Schaltung einen Strom auf von 16 mA.

*3stufiger Schaltkreis MAA 435*

Bei diesem Schaltkreis handelt es sich um eine sogenannte Transistorkonfiguration, da keine passiven Bauelemente integriert sind (Bild 4). Während die ersten beiden Transistoren direkt verbunden sind, sind die Elektroden des 3. Transistors getrennt herausgeführt. Mittels der äußeren Beschaltung ergeben sich für diesen IS vielfältige Anwendungsmöglichkeiten. Die Stromverstärkungen aller 3 Transistoren sind $> 40$. Für die maximalen Ströme gelten die Werte $I_5 = 20$ mA, $I_3 = 20$ mA, $I_2 = 40$ mA, für die maximalen Spannungen $U_6/_5 = 7$ V, $U_7/_3 = 7$ V und $U_8/_2 = 9$ V. Die Verlustleistung beträgt insgesamt 300 mW. Das Gehäuse ist vom Typ *TO-5*.

Durch die hohe Transitfrequenz ist der IS *MAA 435* bis in den HF-Bereich anwendbar. Bild 5 zeigt den Einsatz des IS *MAA 435* als Vorverstärker und Treiberstufe für einen eisenlosen 3-W-NF-Verstärker. Zwischen Vorverstärker und Treiberstufe ist das Lautstärke-Potentiometer 22 kΩ angeordnet. Wird ein Lautsprecher mit $R_L = 5\ \Omega$ verwendet, dann ist bei einer Betriebsspannung von 15 V die maximale Ausgangsleistung 2,3 W. Bei einem Eingangswiderstand von etwa 6 kΩ ist dafür eine Eingangsspannung von etwa 3 mV erforderlich. Der Ruhestrom der

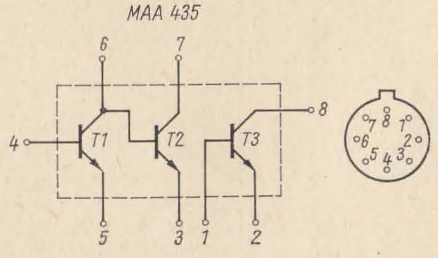



*Bild 4 Integrierter Verstärker-Schaltkreis MAA 435 von TESLA*

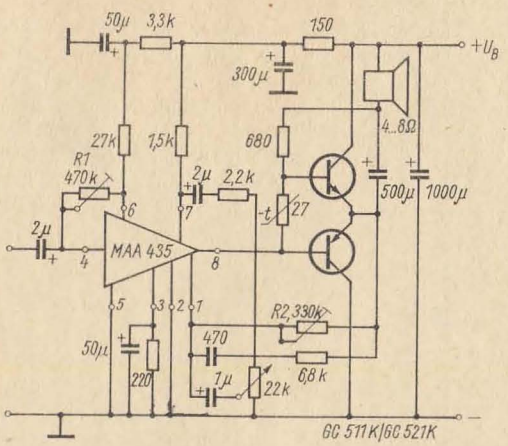



*Bild 5 Anwendung des IS MAA 435 von TESLA in den Vorstufen eines eisenlosen 3-W-NF-Verstärkers*

Schaltung liegt bei 30 mA, bei Vollaussteuerung fließen etwa 440 mA. Der Übertragungsbereich des Verstärkers umfaßt 80 Hz bis 12 kHz. Zur Bestückung der eisenlosen Endstufe ist ein komplementäres Transistorpaar erforderlich.

### *3stufiger Schaltkreis MAA 525*

Auch dieser integrierte Schaltkreis ist eine Transistorkonfiguration (Bild 6), bei dem alle Elektroden (bis auf die Emitter) getrennt herausgeführt sind. Für die Stromverstärkung des einzelnen Transistors wird der Wert > 20

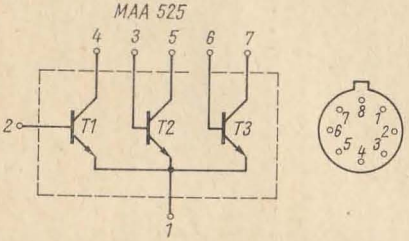



*Bild 6*
*Integrierter Verstärker-Schaltkreis MAA 525 von TESLA*

angegeben. Die maximale Betriebsspannung ist 7 V, für die Ströme gilt $I_{C1} = 10$ mA, $I_{C2} = 20$ mA und $I_{C3} = 40$ mA. Die Gesamtverlustleistung ist 300 mW. Das Gehäuse ist vom Typ *TO-5*. Die Anwendung dieses IS erstreckt sich bis in den HF-Bereich, der Stromverstärkungsfaktor 1 wird bei einer Frequenz von etwa 100 MHz erreicht.

### *Doppel-Schaltkreis MBA 225/MBA 245*

Bei diesem Schaltkreis sind auf einem Chip zwei 3stufige integrierte Verstärker vom Typ *MAA 125/MAA 145* untergebracht (Bild 7). Damit ist dieser IS besonders für die Anwendung in der Stereotechnik geeignet. Die Spannungsverstärkung ist im NF-Bereich $> 60$ dB, bei 1 MHz $> 50$ dB. Bei einer Gesamtverlustleistung von 300 mW ist der maximale Strom 50 mA. Für den *MBA 225* ist die maximale Betriebsspannung 7 V, für den *MBA 245* ist sie 12 V.

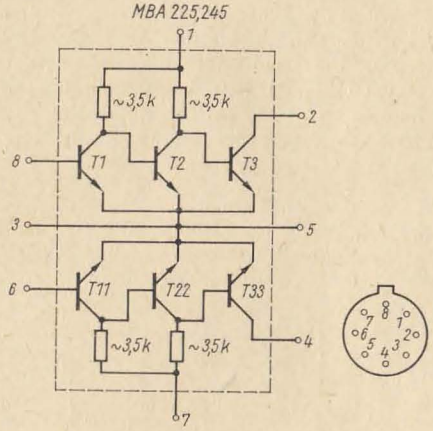



*Bild 7*
*Integrierte Verstärker-Schaltkreise MBA 225 und MBA 245 von TESLA, speziell für Stereoanwendungen*

### *Differenzverstärker MBA 125/MBA 145*

Ein Differenzverstärker ist die einfachste Form eines Operationsverstärkers. Das Einsatzgebiet sind vor allem die Meßtechnik und die Steuerungs- und Regelungstechnik. Bild 8 zeigt die Schaltung des IS *MBA 125/MBA 145*. T 1 und T 2 bilden den Differenzverstärker, T 3 dient bei einer entsprechenden äußeren Beschaltung (Konstantstromquelle) zur Emitterstromstabilisierung. Die Differenz-Spannungsverstärkung ist $> 50$, die Eingangsspannungs-Unsymmetrie ist $< 4$ mV, die Eingangs-

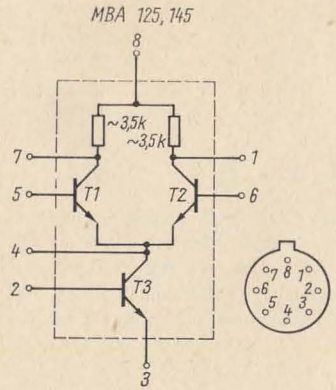



*Bild 8*
*Integrierte Differenzverstärker-Schaltkreise MBA 125 und MBA 145 von TESLA*

strom-Unsymmetrie ist $< 2\ \mu A$ und der Eingangs-Nullstrom $< 50\ \mu A$. Für den Eingangswiderstand werden 2,5 kΩ, für den Ausgangswiderstand werden 2,3 kΩ angegeben. Die Bandbreite für den Differenzverstärker reicht von 0,001 bis 5000 kHz. Als Betriebsspannung sind für den *MBA 125* $\pm$ 7 V und für den *MBA 145* $\pm$ 12 V vorgesehen; der Strom $I_{8/2}$ darf maximal 20 mA betragen, die Gesamtverlustleistung 300 mW. Das Gehäuse ist eine *TO-5*-Ausführung.

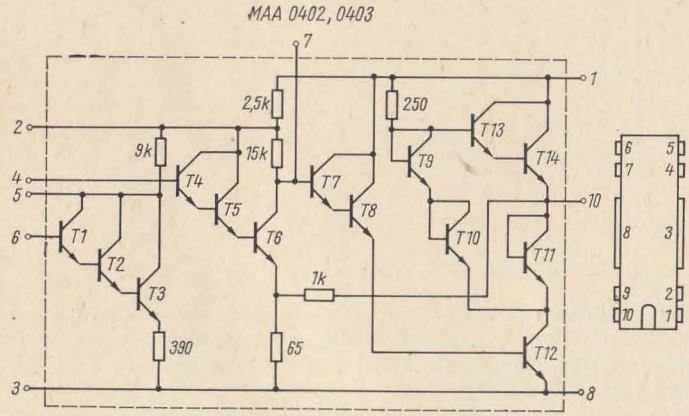



*Bild 9 Integrierte NF-Leistungsverstärker-Schaltkreise MAA 0402 und MAA 0403 von TESLA*

Auf dem Chip des IS sind alle Stufen für einen kompletten eisenlosen NF-Verstärker untergebracht, der für eine maximale Ausgangsleistung von 3,5 W ausgelegt ist. Die Transistoren T 1···T 8 bilden den Vorverstärker, die Transistoren T 9···T 14 gehören zum Endverstärker. Da sowohl der Anschluß 4 bzw. 6 als Verstärkereingang verwendet werden kann, lassen sich hoch- und niederohmige Eingangsschaltungen realisieren. Für den IS *MA 0402* ist die Betriebsspannung maximal 16 V, beim *MA 0403* ist sie maximal 20 V. Nachfolgend die wichtigsten Angaben zu den beiden integrierten NF-Verstärkern.

| | *MA 0402* | *MA 0403* |
|---|---|---|
| Ausgangsleistung | 1 W | 2,5 W |
| Eingangsspannung | $< 250$ mV | $< 350$ mV |
| Ruhestrom | $< 50$ mA | |
| Eingangswiderstand | 1 MΩ | |
| Übertragungsbereich | 20··· 20000 Hz | |
| max. Ausgangsstrom | 1,25 A | |
| max. Verlustleistung | 2,0 W | 3,5 W |

Die Werte gelten für $U_b = 12$ bzw. 18 V; $R_z = 8\,\Omega$ und $f = 1$ kHz.

Bild 10 zeigt die Anwendung der IS *MA 0403* in einem NF-Verstärker für einen Plattenspieler mit Kristalltonabnehmer. Es genügt dafür der Eingang 4, da ja vom Tonabnehmer eine höhere Spannung abgegeben wird. Mit dem Trimmpotentiometer 100 kΩ wird eine symmetrische Aussteuerung für den Verstärker eingestellt. Bei einer Betriebsspannung von $U_b = 18$ V, $R_z = 8\,\Omega$ und $k = 5\%$ ist die Ausgangsleistung 2,5 W. Der Eingangswiderstand ist $\geqq 1$ MΩ, für Vollaussteuerung wird eine Ein-

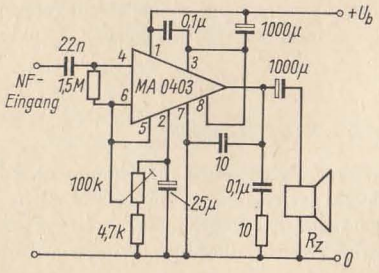



*Bild 10*
*IS MAA 0403 als 3-W-NF-Verstärker mit hochohmiger Eingangsschaltung*

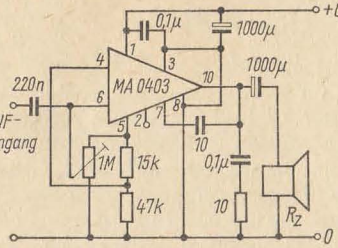



*Bild 11*
*IS MAA 0403 als 3-W-NF-Verstärker mit niederohmiger Eingangsschaltung*

gangsspannung von 280 mV erforderlich. Bei der Ausgangsleistung 1W ist der 3-dB-Bereich des Frequenzganges 40 Hz bis 80 kHz.

Bild 11 zeigt die Variante des NF-Verstärkers für einen niederohmigen Eingangswiderstand, wobei zusätzlich die Verstärkung der Transistoren T 1···T 3 ausgenutzt wird. Die Ausgangsleistung ist wieder 2,5 W bei $U_b = 18$ V und $R_z = 8\,\Omega$. Beim Eingangswiderstand von etwa 20 kΩ ist für Vollaussteuerung eine Eingangsspannung von 30 mV erforderlich. Zur Kühlung sind am Gehäuse des IS an den breiten Anschlußfahnen zwei 1 mm starke Cu-Bleche 40 mm × 50 mm anzulöten.

### *HF-Verstärker bis 120 MHz MA 3005/MA 3006*

Bis in den UKW-Bereich anwendbar ist der universelle HF-Verstärker *MA 3005/MA 3006* (Bild 12), dessen Ein- und Ausgänge symmetrisch oder unsymmetrisch betrieben werden können. Damit ergeben sich vielseitige Anwendungen als Mischer, Oszillator, HF-Verstärker, Modulator und Demodulator. Die Verstärkung ist als Differenzverstärker > 13 dB bei 100 MHz, bei Kaskodeschaltung ist sie > 15 dB. Die Betriebsspannung beträgt 12 V, als maximale Verlustleistung wird 300 mW angegeben. Beide IS unterscheiden sich durch die Größe der Eingangsspannungs-Unsymmetrie, beim *MA 3005* ist sie 2,6 mV, beim *MA 3006* < 1,1 mV. In den Herstellerdaten werden vier Arbeitsbedingungen unterschieden, die entsprechende Zusammenschaltungen der Punkte 4 – 5 – 8 bedingen.

### *Kompensierter Differenzverstärker MA 3000*

Für den Einsatz bei niederen Frequenzen steht der kompensierte Differenzverstärker *MA 3000* (Bild 13) zur Verfügung. Durch die Emitterfolgerschaltung wird eine hochohmige Eingangsimpedanz von etwa 200 kΩ bei unsymmetrischem Betrieb erreicht, die Ausgangsimpedanz ist

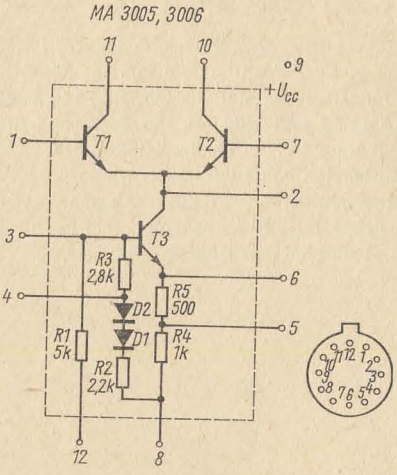



*Bild 12*
*Integrierte Differenzverstärker-Schaltkreise MA 3005 und MA 3006 von TESLA für HF-Anwendung bis 120 MHz*

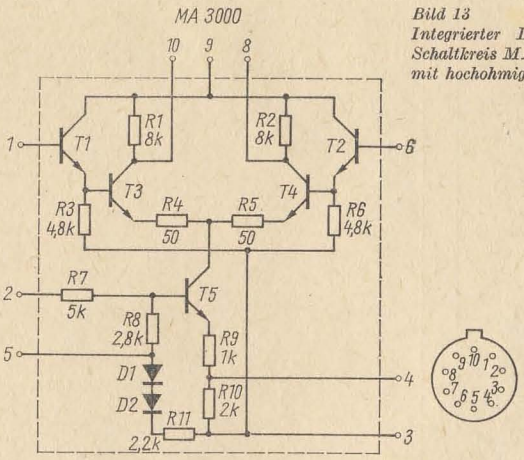



*Bild 13*
*Integrierter Differenzverstärker-Schaltkreis MA 3000 von TESLA mit hochohmigem Eingang*

bei symmetrischem Ausgang etwa 8 kΩ. Die Unsymmetrie für die Eingangsspannung ist $< 1{,}4$ mV, für den Eingangsstrom ist sie $< 1{,}2$ μA. Für die Differenz-Spannungsverstärkung wird ein Wert bei unsymmetrischen Ausgang von 28···32 dB, bei symmetrischem Ausgang von 33···37 dB angegeben. Dabei ist die 3-dB-Bandbreite $> 600$ kHz. Als Grenzwerte gelten $U_{cc} = 10$ V und $P_{tot} = 300$ mW.

*Spannungsstabilisator MAA 550*

Dieser Spannungsstabilisator ist gedacht zur Stabilisierung der Abstimmspannung von Kapazitätsdioden, die zur Abstimmung von HF-Kreisen in Fernseh- und Rundfunkempfängern eingesetzt werden. Bild 14a zeigt die Innenschaltung des IS *MAA 550* und Bild 14b die Schaltung für seinen Einsatz. Die stabilisierte Spannung liegt im Bereich von 31···35 V bei $I_{P/N} = 5$mA. Im Temperaturbereich von 10°C···50°C verändert sich die stabilisierte Spannung im Bereich −125···+62 mV. Als maximaler Strom wird $I_{P/N} = 15$ mA angegeben. Der IS ist untergebracht in einem Transistorgehäuse mit 4,75 mm ⌀ und 5,3 mm Höhe.

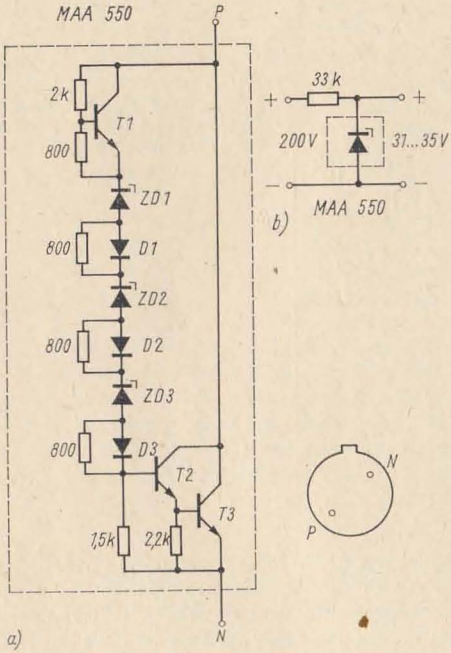



*Bild 14 Integrierter Stabilisator-Schaltkreis MAA 550 von TESLA, für 33 V/5 mA*

*Spannungsstabilisator MAA 723*

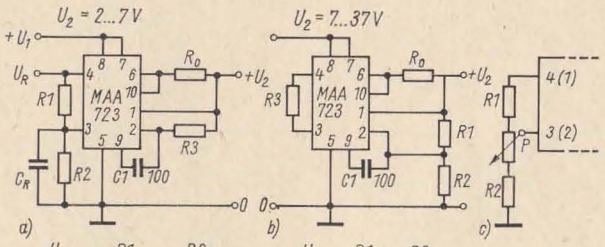
Für einen vielseitigen Einsatz steht der Spannungsstabilisator *MAA 723* zur Verfügung, der in einem *TO-5*-Gehäuse eingebaut ist; die Anschlußfolge entspricht dem vom Typ *MA 3000*. Die Schaltung besteht im wesentlichen aus einem Referenzspannungsverstärker, einem Differenzverstärker und einer Überstrom-Schutzschaltung. Insgesamt enthält der IS 16 Transistoren, 3 Z-Dioden, 11 Widerstände und einen monolithischen Kondensator 5 pF. Der maximale Belastungsstrom $I_2$ ist 150 mA, allerdings abhängig von der Größe der Eingangsspannung $U_1$, die maximal 40 V betragen kann. Der Spannungsbereich für den Ausgang ist 2···37 V, die Verlustleistung beträgt 800 mW.

Die Ausgangsspannungsänderung ist:

0,01 % $U_2$ bei $U_1 = 12 \cdots 15$ V;
0,02 % $U_2$ bei $U_1 = 12 \cdots 40$ V;
0,03 % $U_2$ bei $I_2 = 1 \cdots 50$ mA;
0,3 % $U_2$ bei $t_a = -55 \cdots +125$ °C.

Im Leerlauf nimmt der IS *MAA 723* einen Ruhestrom von 2,3 mA auf. Die Referenzspannung ist 7,15 V.

Bild 15a zeigt den Einsatz des IS *MAA 723* bei niedrigen Ausgangsspannungen. Mittels $R$ 1/$R$ 2 wird ein Teil der Referenzspannung an den nicht invertierenden Eingang des Differenzverstärkers geführt. Nach Bild 15c kann mittels des Potentiometers $P$ (0,5···1 kΩ) die Ausgangs-




| $U_2$ | R1 | R2 |
|---|---|---|
| 3V | 4,12 | 3,01 kΩ |
| 5V | 2,15 | 4,99 kΩ |
| 6V | 1,115 | 6,04 kΩ |

| $U_2$ | R1 | R2 |
|---|---|---|
| 9V | 1,87 | 7,15 kΩ |
| 15V | 7,87 | 7,15 kΩ |
| 28V | 21,00 | 7,15 kΩ |

*Bild 15 Beispiele für die Anwendung des integrierten Stabilisator-Schaltkreises MAA 723 von TESLA*

spannung verändert werden. $R\,3$ dient zur minimalen Temperaturdrift, der Wert ergibt sich etwa aus dem Verhältnis $R\,1 \cdot R\,2/(R\,1 + R\,2)$. Die Überstrombegrenzung wird mit dem Widerstand $R_0$ eingestellt, wobei etwa gilt:

$$I_{\text{begr}} = \frac{0{,}7}{R_0};$$

$I_{\text{begr}}$ in A, $R_0$ in Ω.

Bei höheren Ausgangsspannungen (> 7 V) kann man nicht mehr die Referenzspannung als Grundlage nehmen, sondern legt den Spannungsteiler $R\,1/R\,2$ an den Ausgang und steuert den invertierenden Eingang des Differenzverstärkers an (Bild 15b). Auch am Ausgang kann man den veränderlichen Spannungsteiler gemäß Bild 15c einsetzen, um die gewünschte Ausgangsspannung bequem einstellen zu können.

Sollen größere Belastungsströme realisiert werden, so schaltet man an den Ausgang einen entsprechenden Silizium-Leistungstransistor (Basis an 6, Kollektor an 7, Emitter an 10). Die stabilisierte Spannung steht am Emitter zur Verfügung. Mit speziellen Schaltungen ist es auch möglich, negative Spannungen zu stabilisieren.

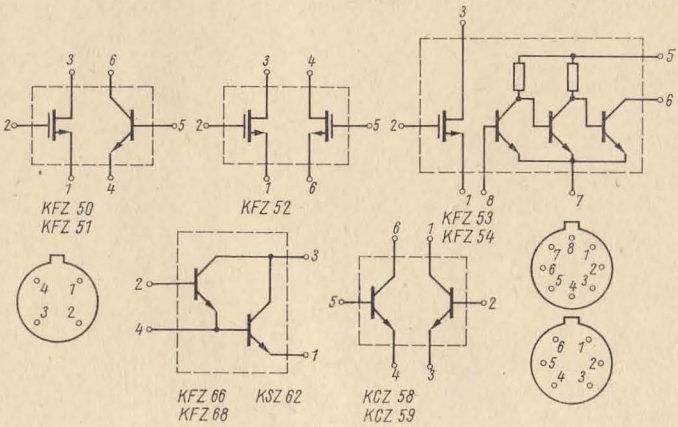



*Bild 16 Innenschaltungen verschiedener Transistorkonfigurationen von TESLA*

*TESLA-Transistorkonfigurationen*

In früheren Halbleiterkatalogen führte TESLA im Produktionsprogramm auch die in Bild 16 aufgeführten integrierten Schaltkreise an. Es handelt sich dabei (bis auf *KFZ 53/54*) um sogenannte Transistorkonfigurationen für die verschiedensten Anwendungszwecke. Der Typ *KFZ 50/51* enthält einen n-Kanal-MOSFET-Transistor (*KF 520*) und einen Siliziumtransistor (*KC 508*), so daß sich hochohmige NF-Eingangsschaltungen realisieren lassen ($R_{ein} = > 10^{13}\,\Omega$ beim *KFZ 50* und $> 10^{10}\,\Omega$ beim *KFZ 51*). Gut geeignet für Differenzverstärkerschaltungen sind die Doppeltransistor-Schaltungen *KFZ 52* (2×*KF 520*), *KCZ 58* (2×*KC 508*) und *KCZ 59* (2×*KC 508*). Das Verhältnis der Steilheit oder der Stromverstärkungen liegt beim *KFZ* bei 0,9··· 1,0, beim *KCZ 58* bei 0,9··· 1,1 (B > 50) und beim *KCZ 59* bei 0,8··· 1,25 (B > 25).

Für höhere Stromverstärkungen verwendet man die *Darlington*-Schaltung, wie sie bei den Typen *KFZ 66/KFZ 68/KSZ 62* dargestellt ist. Es wird dadurch eine Stromverstärkung erreicht, die etwa dem Produkt der Stromverstärkungen beider Transistoren entspricht. Da Silizium-HF-Transistoren vom Typ *KF 506/508* integriert wurden, liegt die Transitfrequenz hoch, beim *KSZ 62* > 290 MHz, bei den anderen Typen ist sie 30 MHz. Die Stromverstärkungen werden wie folgt angegeben:

| | |
|---|---|
| *KSZ 62* | > 625; |
| *KFZ 66* | 2000 bis 20000; |
| *KFZ* 68 | 7000 bis 70000. |

Für den *KSZ 62* gelten noch die Werte $U_{CBO} = 25$ V, $U_{CEO} = 15$ V $I_C = 200$ mA und $P_C = 1$ W. Bei den zwei anderen Typen sind diese Werte: $U_{CBO} = 60$ V, $U_{CEO} = 30$ V, $I_C = 500$ mA und $P_C = 2{,}6$ W (bei idealer Kühlung).

**Literatur**


[1] *Schubert, K.-H.:* Integrierte Halbleiterschaltungen von TESLA, Elektronisches Jahrbuch 1969, Seite 101 bis 105, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

[2] Katalog »Lineare integrierte Schaltungen«, TESLA Roznov 1972

[3] Schaltungsbeispiele für lineare integrierte Schaltungen, TESLA Roznov 1971

[4] *Zima, J.:* Integrierte Schaltungen, Radiovy konstrukter, 6 (1970), Heft 6, Verlag Magnet, Prag 1970

[5] TESLA-Katalog »Halbleiter-Bauelemente 1972«

[6] TESLA-Katalog »Halbleiter-Bauelemente 1970«

[7] Laagspanningsstabilisatoren met L 123 (μA 723), Radio Electronica, Heft 7/1970, Seite 257 bis 260, 263

*Karl Rothammel*
*DM 2 ABK*

# Neue Antennen für den UKW-Amateur

Nach wie vor werden *Yagi*-Antennen von den 2-m-Amateuren am häufigsten eingesetzt. Dabei treten die früher recht beliebten Lang-*Yagi*-Bauformen etwas in den Hintergrund, während man aus betriebstechnischen Gründen gestockte *Yagis* normaler Baulänge zunehmend bevorzugt. Die gestockte *Yagi* mit *Skelettschlitzerregung* [1] ist in Großbritannien sehr stark verbreitet, sie konnte bisher auch in den skandinavischen Ländern und in den USA Freunde finden. Bei der Skelettschlitzerregung spart man die beiden gespeisten Halbwellenelemente ein und kommt ohne irgendwelche Transformationsglieder auf einen zentralen Speisepunktwiderstand von rund 75 Ω. Fast völlig verschwunden sind dagegen die früher mit Recht sehr beliebten Ganzwellen-Gruppenantennen [2]. Die Gründe dafür dürften im relativ großen Aufwand, verbunden mit großer Windlast, und in den mechanischen Schwierigkeiten beim Aufbau zu suchen sein.

Eine sehr interessante neue *Yagi*-Bauform wurde als Einkanal-Fernsehantenne von der Firma *Hirschmann* unter der Bezeichnung Magneta-Antenne in den Handel gebracht (Bild 1). Magneta-Antennen bestehen aus einer Reihe von Halbwellendipolen. Wie bei *Yagi*-Antennen wirken die vorderen Stäbe als Direktoren und der letzte Stab als Reflektor, aber der Anschlußdipol fehlt. Statt dessen ist unter den letzten Elementen eine an beiden Seiten kurzgeschlossene Doppelleitung mit der Länge einer Halbwelle angebracht. Das magnetische Feld der Dipole, die durch die empfangene Welle erregt werden, induziert in der Doppelleitung eine Spannung. Sie wird über die Speiseleitung, die an die Doppelleitung angeschlossen ist, dem Empfänger zugeführt. Für die Empfangseigenschaften der Magneta-Antennen ist außer den Längen und den Abständen der Antennenelemente auch die Bemessung der Doppelleitung kritisch. Dabei ergibt sich eine stark ausgeprägte Resonanzwirkung. Sie hat zur Folge, daß die Antenne relativ schmalbandig ist (Einkanalantenne), dafür aber einen viel größeren Gewinn erreicht als eine vom Aufwand vergleichbare *Yagi*-Antenne normaler Ausführung. Die abgebildete Magneta-Antenne *Fesa 312 A* erreicht mit 8 Elementen einen Gewinn von 12 dB bei einem

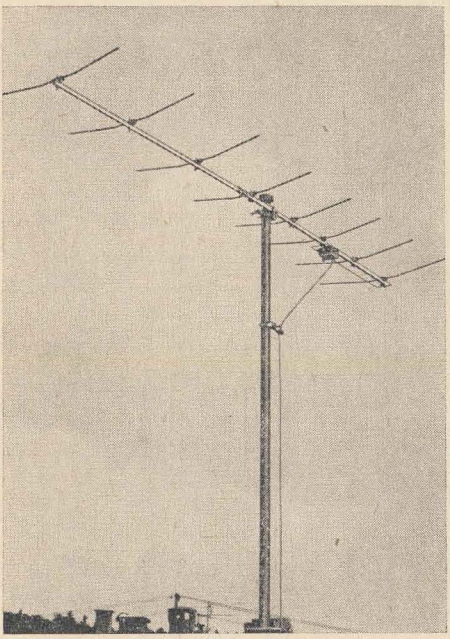


*Bild 1*
*Die Magneta-Fernseh-antenne*
*(Hirschmann-Pressefoto)*

Vor-Rück-Verhältnis von etwa 25 dB. Bei *Yagi*-Antennen konventioneller Ausführung erzielt man einen solch hohen Gewinn nur mit erheblich größerer Baulänge, wesentlich höherem Aufwand und damit etwa 35 Prozent größerem Windwiderstand. Die propagierten Vorzüge der Magneta-Antennen lassen einen echten Fortschritt in der Dimensionierung von Hochleistungsantennen geringen Aufwandes erkennen. Die Anwendung des Magneta-Prinzips wäre deshalb auch für 2-m-Amateurantennen von großem Interesse.

Die *HB9CV*-Antenne ist seit langem bekannt, aber erst in den letzten Jahren beginnt sich ihre 2-m-Ausführung insbesondere beim Mobil-Betrieb durchzusetzen. Bei wesentlich geringerem Aufwand und mit einer Baulänge von nur 25 cm erreicht sie den Gewinn einer 4-Element-*Yagi*-Antenne. Da sie für einen Fußpunktwiderstand von 60 Ω unsymmetrisch bemessen werden kann, spart man die sonst übliche Umwegleitung und kann das koaxiale Speisekabel direkt anschließen. Nicht zuletzt wurde die Verbreitung der *HB9CV*-Antenne auch durch sehr präzise und nachbau-

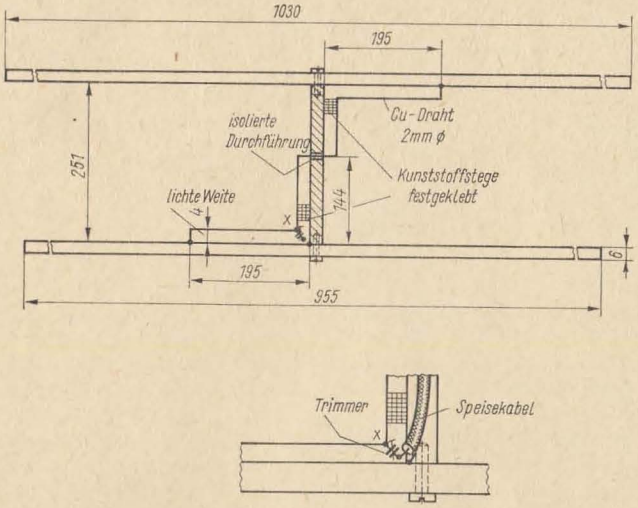
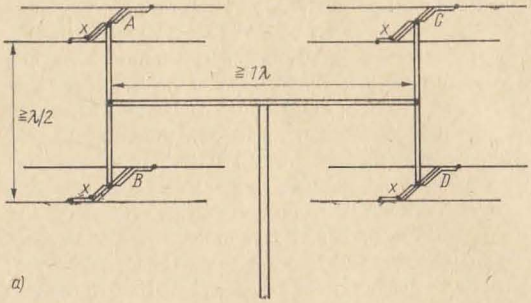



*Bild 2 Das Aufbauschema der HB9CV-Antenne für 2 m*

sichere Beschreibungen des Aufbaus gefördert [3, 4]. In Bild 2 sind die erprobten Abmessungen für den 2-m-Betrieb aufgeführt. Der Elementdurchmesser kann 6 mm $\pm$ 3 mm betragen. Auch der Elementeträger besteht aus Metall (Ganzmetallbauweise). Die aus einem 2-mm-Draht bestehende Phasenleitung wird isoliert durch den Träger geführt, ihr lichter Abstand von den Elementen und vom Träger soll 4 mm betragen. Dieser Abstand wird durch eingeklebte Kunststoffstege fixiert. Am Speisepunkt X ist ein Anpassungstrimmer eingesetzt (siehe Detailskizze). Bei exaktem Nachbau kann der angegebene Trimmer durch einen keramischen Festkondensator von 16 pF ersetzt werden.

Der geringe Aufwand bei hohem Gewinn in Verbindung mit kleiner Windlast macht die *HB9CV*-Antenne natürlich auch für den ortsfesten Aufbau attraktiv. *DM 2 AWD* konstruierte eine *HB9CV* -Vierergruppe, die bei erheblich kleinerem Materialeinsatz einer 9 über 9-*Yagi*-Vergleichsantenne gleichwertig und sogar etwas überlegen war (Gewinn 10 bis 11 dB). Die einzelnen *HB9CV*-Systeme sind nach Bild 2 mit 60 $\Omega$ Speisepunktwiderstand ausgeführt. Die vertikalen Abstände innerhalb der Gruppe betragen mindestens 0,5 $\lambda$ (Optimum liegt bei 0,6 $\lambda$), der seitliche Abstand, von Elementmitte zu Elementmitte gemessen, ist $\lambda$. Sehr einfach und



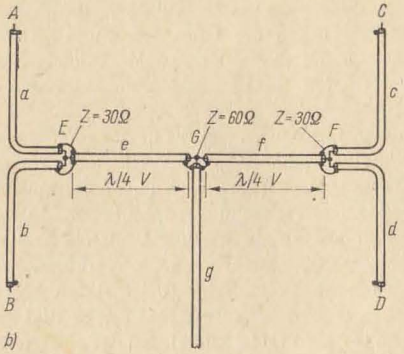
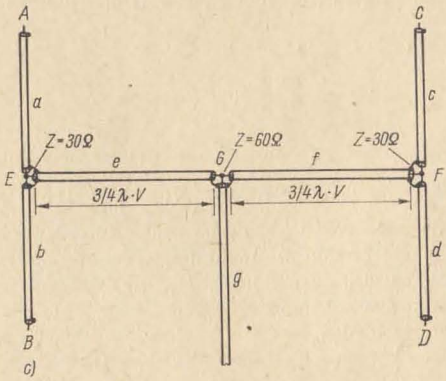




*Bild 3*
*Die HB9CV-Vierergruppe,*
*a — Aufbauschema,*
*b und c — Einzelheiten der Erregung*



sinnreich sind die Erregung und Speisung dieser Vierergruppe, die symmetrie- und impedanzrichtig ausschließlich über 60-Ω-Koaxialkabel erfolgen.

Bild 3 zeigt das Aufbauschema (a) und die Einzelheiten der Erregung (b und c). Es wird vorausgesetzt, daß die Fußpunktwiderstände der vier Einzelsysteme A, B, C und D mit je 60 Ω anliegen. Die 60-Ω-Koaxialkabelstücke a, b, c und d können somit an die einzelnen zugehörigen Speisepunkte angeschlossen werden, es besteht Widerstandsanpassung, und die Fußpunktimpedanzen sind, unabhängig von den Leitungslängen, auch an den Leitungsenden mit 60 Ω unverändert vorhanden.

Die Länge der Leitungsstücke a, b, c und d ist somit beliebig und richtet sich ganz nach den mechanischen Erfordernissen. Wichtig ist jedoch, daß alle vier Leitungsstücke genau gleiche Länge haben, da sich andernfalls Laufzeitunterschiede und damit Phasenverschiebungen ergeben würden. In der Praxis können die Leitungslängen für a, b, c und d nach Bild 3b je 135 cm und in der Ausführung nach Bild 3c je 68 cm betragen. An den Punkten E bzw. F liegen die Leitungen a und b bzw. c und d einander parallel. Diese Parallelschaltung zweier Impedanzen mit jeweils 60 Ω ergibt bei E und F resultierende Widerstände von je 30 Ω.

Nun treten die Viertelwellentransformatoren e und f in Aktion. Sie bestehen ebenfalls aus 60-Ω-Koaxikalkabel und haben eine elektrische Länge von 1/4 $\lambda$. Gleiche Transformationseigenschaften besitzen auch Leitungen, deren elektrische Länge ungeradzahlige Vielfache von 1/4 $\lambda$ beträgt. Deshalb wurde in der Variante Bild 3c eine elektrisch 3/4 $\lambda$ lange Transformationsleitung eingesetzt. Unter Berücksichtigung des Verkürzungsfaktors V, der bei 60-Ω-Kabeln mit Polyäthylen-Dielektrikum ohne Lufträume allgemein 0,66 beträgt, ergeben sich für e und f nach Bild 3b mechanische Leitungslängen von je 34 cm (1/4 $\lambda \cdot 0{,}66$). Bei der elektrisch gleichwertigen Ausführung nach Bild 3c betragen die Längen von e und f je 103 cm (3/4 $\lambda \cdot 0{,}66$). Aus der für Viertelwellentransformatoren gültigen Beziehung

$$Z_A = \frac{Z^2}{Z_E}$$

geht hervor, daß sowohl Transformator e wie auch Transformator feine Impedanz $Z_A$ von je 120 Ω zum Punkt G transformieren $\left(Z_A = \frac{60^2}{30} = 120\ \Omega\right)$. Da aber im Punkt G wieder eine Parallelschaltung beider Impedanzen vorliegt, resultiert daraus eine zentrale Speisepunktimpedanz von 60 Ω, an die nun das 60-Ω-Speisekabel g anzuschließen ist. An den Verbindungsstellen E, F und G sind alle ankommenden Außenleiter sowie alle Innenleiter miteinander zu verbinden, wobei für eine korrosionsfeste Abdichtung dieser Stellen zu sorgen ist (Kunststoffkleber, Gießharze).

Zu beachten ist ferner, daß alle vier Systeme gleichphasig erregt werden müssen. Das wird nach Bild 3a dadurch erreicht, daß alle den Kabelanschlüssen nächstliegenden Gamma-Glieder nach einer Seite zeigen.

Die hervorragenden Eigenschaften der *Cubical-Quad*-Antenne beim Einsatz im Kurzwellenbereich sind vor allem ausbreitungsbedingt und werden bei ionosphärischer Reflexion über sehr große Entfernungen voll wirksam. Im 2-m-Band erfolgt die Ausbreitung fast ausschließlich in der Atmosphäre, Reflexionen an der Ionosphäre sind äußert selten. Deshalb sind die praktischen Betriebsergebnisse, die man mit einer *Cubical-Quad* im 2-m-Band erzielt, etwa denen mit einer 3-Element-*Yagi*-Antenne gleichzusetzen. Ihr Einsatz im VHF-Bereich ist daher relativ selten. Dagegen findet eine Variante der *Quad* in jüngerer Zeit größere Beachtung. Sie wird von ihrem Entwickler *DL 7 KM* als *Hybrid-doppelquad* bezeichnet und hat sich im 2-m-Band und im 70-cm-Band sehr gut bewährt.

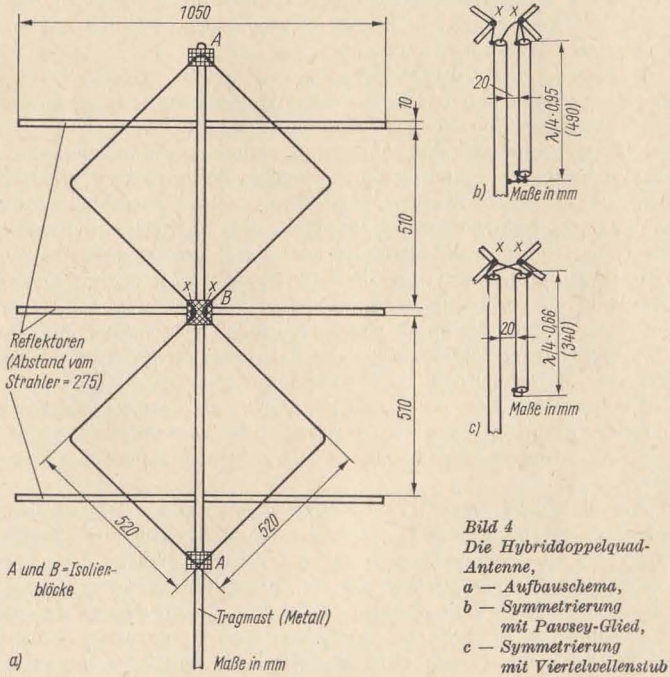



*Bild 4*
*Die Hybriddoppelquad-Antenne,*
*a — Aufbauschema,*
*b — Symmetrierung mit Pawsey-Glied,*
*c — Symmetrierung mit Viertelwellenstub*

Wie aus Bild 4a hervorgeht, handelt es sich beim gespeisten Element um eine *Doppelquad*-Schleife, bei der zwei auf ihrer Spitze stehende Drahtquadrate übereinander gestockt sind. Der Speisepunkt liegt dabei in der Mitte des Systems an der Verbindungsstelle beider Schleifen und besitzt bei diesem Aufbau eine Impedanz von rund 60 Ω symmetrisch. Auffällig ist bei dieser *Quad*-Variante der Verzicht auf die sonst üblichen Reflektorschleifen. Diese werden durch drei abgestimmte stabförmige Halbwellenreflektoren ersetzt. Das vereinfacht den Aufbau und verbessert entsprechend den Erfahrungen von *DL 7 KM* die Antenneneigenschaften.

Der Abstand der Reflektoren voneinander sowie deren Lage und Distanz zum gespeisten Element sind kritisch. Der mittlere Reflektor befindet sich genau in Höhe des Speisepunktes, die beiden anderen Reflektoren sind in einem lichten Abstand von je 510 mm nach oben und nach unten angeordnet. Auf Stützen hinter dem Quadelement montiert, beträgt ihr lichter Abstand vom gespeisten Element je 275 mm ($\sim$ 0,13 $\lambda$). Alle Reflektoren bestehen aus 10-mm-Rundmaterial und sind je 1050 mm lang. Für die Anfertigung der *Doppelquad*-Schleife verwendete *DL 7 KM* einen 16-mm²-Kupferblankdraht von 416 cm Länge, der so gebogen wird, daß sich eine *Quad*-Seitenlänge von je 52 cm ergibt.

Die Spitzen A der Quadelemente könnten geerdet werden, es stellte sich jedoch heraus, daß die Spannungsknoten nicht immer exakt an den Spitzen liegen und sich auch bei Frequenzwechsel etwas verschieben. Die Zwangserdung wirkt sich dann dämpfend und damit gewinnmindernd aus. Deshalb wurden die Punkte A durch Gießharzblöcke vom metallischen Tragemast isoliert. Der Speisepunkt ist erdsymmetrisch, deshalb wird für den direkten Anschluß eines 60-Ω-Koaxialkabels ein Symmetriewandler erforderlich. Gut eignet sich hierfür das sehr einfach aufzubauende *Pawsey*-Symmetrieglied [5], dessen Schema in Bild 4b skizziert ist. Beim *Pawsey*-Glied kann das beidseitig kurzgeschlossene Kabelstück von 490 mm Länge auch durch ein Metallrohr gleicher Länge und gleichen Durchmessers ersetzt werden (EMI-Schleife). Bild 4c zeigt ein gleichwertiges Symmetrierglied, den Viertelwellenstub. Für dessen mechanische Länge ist der Verkürzungsfaktor V des verwendeten Koaxialkabels (i.a. 0,66) zu berücksichtigen. Bei beiden Symmetriergliedern sollte man zwischen Speisekabel und Symmetrierkabel einen lichten Abstand von etwa 20 mm einhalten.

Wenn alle angegebenen Maße der *Hybriddoppelquad* auf 1/3 reduziert werden, besteht Resonanz im 70-cm-Amateurband. Auch im UHF-Bereich wurden mit dieser Antenne sehr gute Ergebnisse erzielt. *DL 7 KM* erreichte einen Welligkeitsfaktor auf der Speiseleitung von s = 1,1 und stellte ein Vor-Rück-Verhältnis von 28 dB fest. Exakte Messungen des Gewinns liegen noch nicht vor, theoretisch dürften mit diesem Aufbau etwa 8 dB erreicht werden. Der horizontale Öffnungswinkel entspricht

mit rund 75 Grad dem einer 2-Element-Antenne, der vertikale Öffnungswinkel kann etwa 60 Grad betragen. Der Aufbau einer Vierergruppe ist möglich und wurde im 70-cm-Band bereits erfolgreich erprobt. Die Hauptvorzüge der *Hybriddoppelquad* bestehen im geringen Aufwand, verbunden mit kleiner Windlast und dem aus betriebstechnischen Gründen oftmals sehr erwünschten großen horizontalen Öffnungswinkel bei guter Bündelung in der Vertikalebene.

Die Inbetriebnahme zahlreicher FM-Relais im europäischen Raum hat in vielen Gegenden zu einer erheblichen Belebung des 2-m-Bandes geführt und viele VHF-Funkamateure veranlaßt, auf die Betriebsart NBFM (Schmalbandfrequenzmodulation) umzurüsten. Da beim 2-m-FM-Betrieb aber fast immer mit vertikaler Antennenpolarisation gearbeitet wird, während bei allen anderen Betriebsarten Horizontalpolarisation die Regel war und auch noch ist, gibt es bei der Umstellung Antennenprobleme. Beim Funkverkehr zwischen Funkstellen mit unterschiedlicher Antennenpolarisation tritt gegenüber gleichartiger Polarisation eine Dämpfung in der Größenordnung von 6 dB auf. Bei großen Feldstärken, wie sie im Nahverkehr auftreten, fällt diese Dämpfung kaum ins Gewicht, sie kann aber bei unstabilen Verbindungen, die an der Grenze der Verkehrsmöglichkeit liegen, von entscheidender Bedeutung sein.

Eine vorhandene horizontal polarisierte *Yagi*-Antenne axial um 90 Grad zu drehen, so daß die Elemente vertikal polarisiert sind, ist nur dann ratsam, wenn der Antennenmast zumindest im Bereich der Antennenelemente aus Holz oder aus Kunststoffrohr besteht. Ein metallischer Tragemast, der in die ebenfalls senkrecht orientierten Antennenelemente hineinragt, würde die Strahlereigenschaften erheblich verschlechtern. Selbst die direkte senkrechte Niederführung des Speisekabels wirkt sich negativ aus, und man sollte dieses mindestens über eine Strecke von $\lambda/2$ horizontal vom gespeisten Element wegführen. Eine Vormastmontage, wie bei industriell hergestellten UHF-*Yagis* üblich, behebt diese Schwierigkeiten, ist aber aus mechanischen Gründen nur bei kurzen und leichten Antennengebilden zu empfehlen. Es sollen deshalb einige einfache Antennenformen besprochen werden, die sich konstruktiv und elektrisch besonders gut für Vertikalpolarisation eignen.

Zunächst bietet sich die altbekannte *Groundplane* an (Bild 5a), ein senkrechter Viertelwellenstab mit einer möglichst großen Anzahl waagerechter Viertelwellenradials [6]. Diese besonders im Kurzwellenbereich häufig verwendete Bauform hat den Nachteil, daß ihr Speisepunktwiderstand nur etwa 36 Ω beträgt und deshalb für den Anschluß eines Koaxialkabels immer ein Anpassungsglied benötigt wird. Um dieses zu umgehen, neigt man oft die Radials im Winkel von etwa 45 Grad nach unten (Bild 5b) und kommt mit dieser Maßnahme auf einen Fußpunktwiderstand von knapp 50 Ω. Günstiger, bezüglich der Abstrahlung mit möglichst kleinem vertikalem Erhebungswinkel und exakter Anpassung, wäre ein

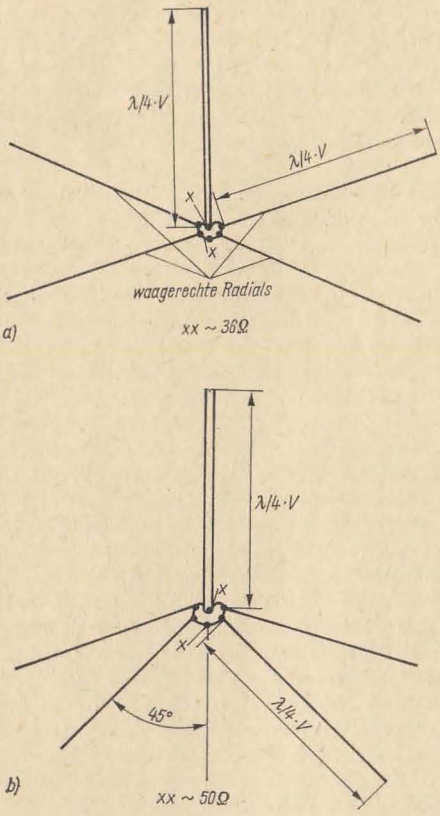



*Bild 5*
*Vertikale Viertelwellenstrahler,*
*a — Groundplane-Antenne,*
*b — Groundplane mit geneigten Radials*

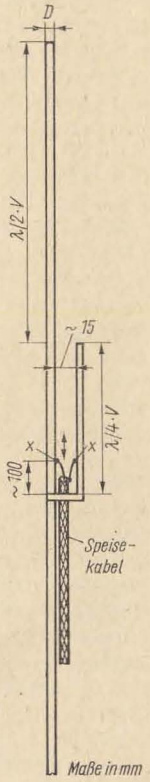



*Bild 6*
*Die I-Antenne in Ganzmetallausführung*

vertikaler Halbwellenstrahler. Führt man ihn wie üblich als Dipol aus (Speisepunkt in der geometrischen Mitte), treten die bereits erwähnten Schwierigkeiten der Befestigung am Tragemast und an der Niederführung des Speisekabels auf.

Ideal erscheint dagegen die Spannungsspeisung am unteren Strahlerende. Allerdings befindet sich dort Spannungsmaximum mit einer Anschlußimpedanz von einigen Tausend Ω, je nach Schlankheitsgrad des Strahlers. Man muß nun diese hohe Impedanz auf einen Wert herabtransformieren, der dem Wellenwiderstand des Koaxialkabels entspricht.

Eine kurzgeschlossene Viertelwellenleitung erlaubt die Widerstandsanpassung in einfachster Weise, und man erhält dann die sogenannte *J*-Antenne nach Bild 6. Auf der am Ende des Halbwellenstabes angebrachten Viertelwellen-Parallelrohrleitung treten alle Impedanzen von Null Ω (Kurzschluß) bis zu einigen Tausend Ω (offenes Ende) auf, so daß man durch entsprechendes Abgreifen jedes beliebige Speisekabel anpassen kann. Der Abstand der Parallelrohre kann 10 bis 20 mm betragen, so daß das Speisekabel noch gut im lichten Raum zwischen den Parallelrohren Platz findet. Elektrisch bilden Abstand und Durchmesser der Parallelrohre und damit ihr Wellenwiderstand kein Kriterium, lediglich ihre elektrische Länge muß 1/4 $\lambda$ betragen. Der kurzgeschlossene Fußpunkt ist geerdet, so daß die gesamte Antenne Erdpotential bekommt.

Wie aus Bild 6 hervorgeht, kann der eigentliche Strahler mit dem Viertelwellenstück und dem Tragemast aus einem durchgehenden Metallrohr bestehen. Lediglich 3/4 $\lambda$ von der Spitze entfernt wird das Viertelwellen-Parallelrohr über einen Metallsteg gut leitend mit dem Hauptrohr verbunden und über eine Länge von 1/4 $\lambda$ parallel nach oben geführt. Der bei der Längenbemessung zu berücksichtigende Verkürzungsfaktor V ist vom Schlankheitsgrad $\lambda$/D des Strahlers abhängig, bei Verwendung von 10-mm-Rohren ist V = 0,93.

Eine mechanisch und elektrisch verfeinerte Ausführung der *J*-Antenne ist der Halbwellen-Vertikalstrahler mit koaxialem Anpassungstopf nach Bild 7. *DJ 3 EC* beschrieb ihn in [7] sehr ausführlich. Statt der Viertelwellen-Parallelrohrleitung wird hier eine Viertelwellen-Koaxialleitung verwendet, wodurch man ein sehr kompaktes System mit bestmöglichen elektrischen Eigenschaften erhält. Die freie Länge des Halbwellenstrahlers beträgt bei dünnen Antennenruten (z.B. Teleskopantennen) 960 mm, bei dickeren Rohren ab 10 mm ⌀ nur 950 mm. Die Verbindung des Strahlers mit dem Innenrohr des Anpaßtopfes erfolgt durch Einschrauben oder Einlöten. Bei geeignetem Material können Strahler und Topf-Innenleiter aus einem durchgehenden Stück gebildet werden.

Bei den mechanischen Einzelheiten des Viertelwellentopfes in Bild 7c handelt es sich um einen Vorschlag, der entsprechend dem vorhandenen Material weitgehend abgewandelt werden kann, sofern man die Länge des wirksamen Innenraumes mit 495 mm einhält. Es ist günstig, wenn das Durchmesserverhältnis D:d etwa 3:1 bis 4:1 gewählt wird (z.B. D = 28 mm und d = 8 mm). Das obere, elektrisch offene Ende des Topfes wird

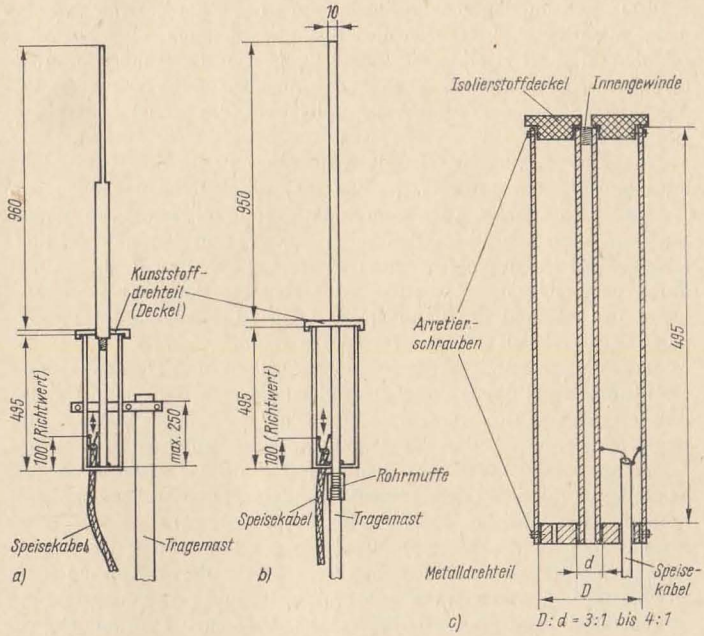



*Bild 7 Der Halbwellenvertikalstrahler mit Viertelwellen-Anpaßtopf, a und b — Ausführungsformen, c — Konstruktionsvorschlag für den Viertelwellentopf*

mit einem Kunststoffdrehteil als Deckel verschlossen, der gleichzeitig den Innenleiter zentriert. Das Eindringen von Regenwasser verhindert ein angedrehter Kragen. Den Topfboden bildet ein Metalldrehteil, das den Innenleiter zentrisch aufnimmt und mit ihm verlötet wird. Im Metallboden befindet sich eine Bohrung zum Durchführen des Speisekabels und eine weitere zum Abführen von Kondens- und Regenwasser. Metallboden und Kunststoffdeckel werden mit je drei Schrauben im Außenrohr fixiert. Vor dem Aufsetzen des Außenrohres wird der Innenleiter des Speisekabels 100 mm oberhalb des Topfbodens an den Innenleiter des Topfes gelötet. Auf gleicher Höhe erhält das Außenrohr eine Bohrung, durch die ein Führungsdraht gezogen wird, dessen Ende mit dem Außenleiter des Speisekabels verlötet ist. Beim Aufschieben des Außenrohres wird dieser Draht gleichzeitig nachgezogen bis schließlich das Abschirmgeflecht durch

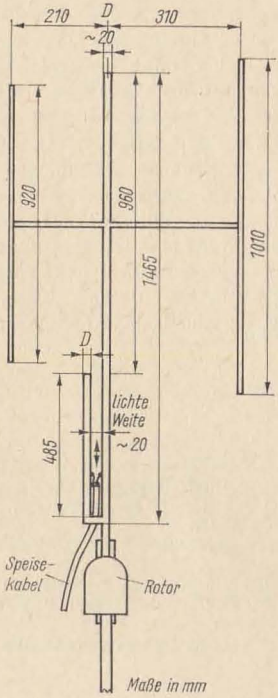



*Bild 8*
*Vertikale 3-Element-Yagi-Antenne mit J-Anpassung*

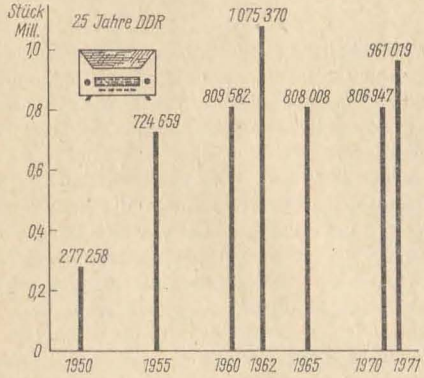
die Bohrung tritt, wo man es abschließend festlötet. Nur an dieser Stelle darf das Abschirmgeflecht innerhalb des Topfes metallische Verbindung mit diesem haben. Außen- und Innenrohr des Topfes werden aus Kupfer oder Messing gefertigt. Auch glattwandige Stahlrohre eignen sich, wenn man sie verkupfert oder zumindest vor Korrosion schützt.

Bei der Montage über eine Schelle in Bild 7a ist zu beachten, daß diese Schelle möglichst nahe dem Topfboden angebracht werden soll. Wenn nicht anders möglich, darf sich die Befestigungsschelle maximal 250 mm oberhalb des Topfbodens befinden. Elektrisch und mechanisch günstiger ist die Ausführung nach Bild 7b. Für diese besteht die einfachste Lösung darin, daß man als Topfboden eine Stahlplatte verwendet, an deren Unterseite eine passende Rohrmuffe aufgeschweißt wird. In diese Gewindemuffe kann man das Standrohr einschrauben.

Natürlich beschränkt sich die Anwendung der kurzgeschlossenen Viertelwellen-Parallelrohrleitung sowie des Viertelwellen-Anpaßtopfes nicht nur auf die impedanzrichtige Erregung eines vertikalen Halbwellenstrahlers. Man kann solche Anpassungsglieder mit gleichem Erfolg auch für vertikal polarisierte *Yagi*-Antennen aller Art einsetzen. Ein solches Ausführungsbeispiel mit einer 3-Element-*Yagi*-Antenne ist in Bild 8 skizziert. Es sieht eine *J*-Anpassung vor, bei der das gespeiste Element einschließlich Anpassungsglied tragende Funktion hat. Deshalb wurde aus mechanischen Gründen ein Rohrdurchmesser von 20 mm gewählt. Der optimale Abgriff für das Speisekabel auf der Parallelrohrleitung bzw. im Anpaßtopf liegt bei Mehrelementantennen etwas weiter vom Kurzschlußpunkt entfernt als beim einfachen Halbwellenvertikalstrahler. In allen Fällen sollten durch Messung mit dem Reflektometer die günstigsten Abgriffe auf dem Anpassungsglied ermittelt werden.

**Literatur**


[1] *Rothammel, K.:* Antennenbuch, 7. Aufl., Deutscher Militärverlag 1968, Seite 341
[2] *Rothammel, K.:* Antennenbuch, 7. Aufl., Deutscher Militärverlag 1968, Seite 350
[3] *Luz, H.:* Eine zerlegbare *HB9CV*-Richtantenne zum *DL6SW*-Funksprechgerät, *UKW*-Berichte, Erlangen 1963, Heft 3, Seite 150 bis 154
[4] *Appelt, W.:* Eine stabile *HB9CV*-Antenne für Fahrzeuge, UKW-Berichte, Erlangen 1967, Heft 1, Seite 14 bis 17
[5] *Rothammel, K.:* Antennenbuch, 7. Aufl., Deutscher Militärverlag 1968, Seite 121
[6] *Rothammel, K.:* Antennenbuch, 7. Aufl., Deutscher Militärverlag 1968, Seite 290 bis 294
[7] *Gerle, H.:* Vertikal polarisierte 2-m-Antenne mit Rundstrahlcharakteristik, Das DL-QTC, Stuttgart 1971, Heft 6, Seite 349 bis 351

# Kurzwellensuper für das 40-, 20- und 15-m-Band

*W. Kühnel – DM 3370/L*

Die immer dichter werdende Belegung der Amateurbänder sowie der Wunsch, weit entfernte Stationen aufnehmen zu können, stellen an eine Empfangsanlage sehr hohe Anforderungen. Das sind z.B. gute Trennschärfe, Kreuzmodulationsfestigkeit, hohe Verstärkung des Nutzsignals. Dazu zählen aber auch Bedienkomfort und äußere Gestaltung. Für den Anfänger ist es jedoch nicht möglich, so große Aufgaben zu lösen. Er muß erst den Aufbau einfacher Empfänger beherrschen. Es soll deshalb hier ein Gerät beschrieben werden, das von seiner Schaltung her einfach gehalten ist. Es eignet sich gut als *Erstlingssuper*, kann aber auf keinen Fall einen hochwertigen Empfänger ersetzen. Hauptsächlich soll das Gerät zum Experimentieren dienen und den jungen Funkamateur mit dem Aufbau, der Wirkungsweise und den vielen Problemen eines Superhetempfängers vertraut machen. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des KW-Supers, nachfolgend werden die einzelnen Stufen besprochen.

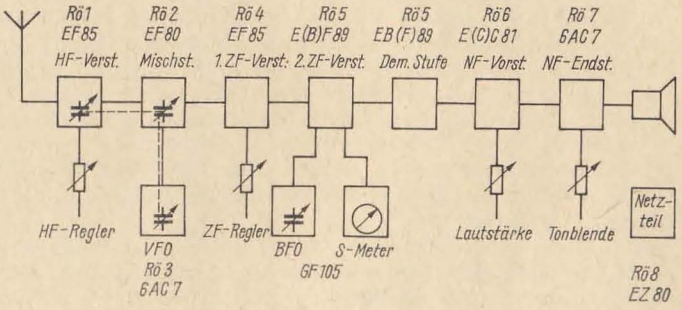



*Bild 1 Übersichtsschaltplan für den beschriebenen Kurzwellen-Amateursuperhet*

*HF-Teil*

Das HF-Teil (Bild 2) ist dreistufig aufgebaut und besteht aus Vorstufe, Mischstufe und Oszillator. Zum Abstimmen dient ein Drehkondensator $3 \times 11 \cdots 500$ pF. Durch die zugeschalteten Kondensatoren von 20 pF und 100 pF wird eine Kapazität von etwa 17 bis 20 pF wirksam. Das entspricht einer Kapazitätsvariation von $f = 1{,}18$. Diese reicht aus, um die Bänder 40 m, 20 m und 15 m über die ganze Skala zu spreizen. Soll auch das 80-m-Band empfangen werden, so sind neben einem anderen Spulensatz auch die Kondensatoren von 20 pF in Reihe zum Drehko zu schalten. Um das 80-m-Band in seinem vollen Frequenzbereich abstimmen zu können, müssen die Kondensatoren dann einen Wert von etwa 40 pF haben. Vom Verfasser wurde eine entsprechende Umschaltung vorgesehen. Der Schaltungsauszug in Bild 3 soll das verdeutlichen. Bei geöffnetem Schaltkontakt liegen zwei Kondensatoren von jeweils 40 pF in Reihe. Beim Umschalten auf das 80-m-Band schließt sich auch der Kontakt und überbrückt einen der beiden Kondensatoren. Mit dem Abstimmkondensator wird nun eine Kapazitätsänderung von $30 \cdots 38$ pF erreicht, das entspricht

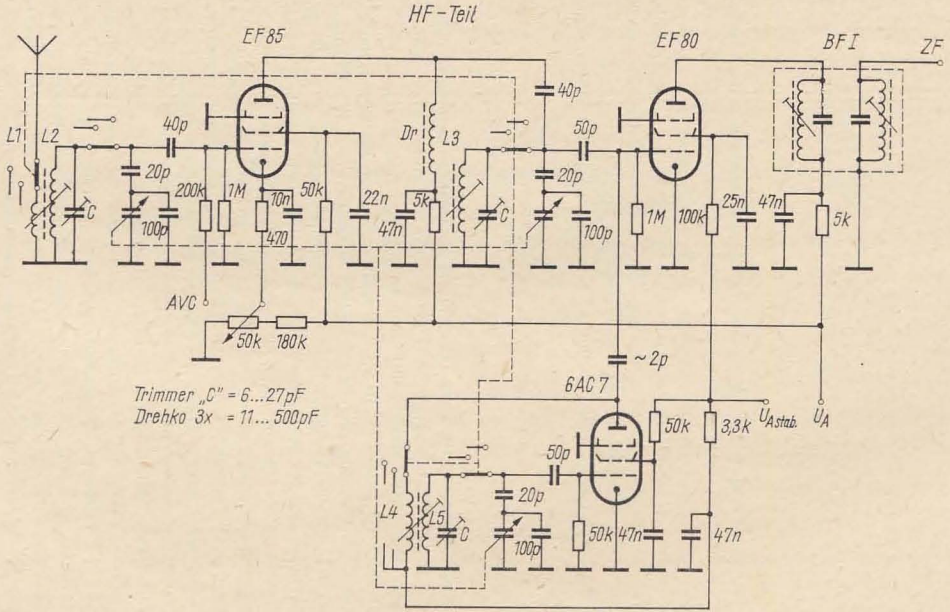
$$\Delta f = 1{,}27.$$

Die Antennenspannung gelangt über einen Kontakt des Bandumschalters auf den Schwingkreis der HF-Stufe. Die Koppelspule hat etwa ein Viertel der Windungszahl der Schwingkreisspule. Nach der Abstimmeinheit und dem Gitterkondensator liegt das Signal am Steuergitter der *EF 85*. Die Regelspannung liegt über einen Widerstand von 200 kΩ ebenfalls am Gitter. Außerdem kann die Verstärkung der Stufe noch von Hand geregelt werden. Dazu wurde die Katode an ein Potentiometer gelegt. Durch Verändern dieses Spannungsteilers wird die Stufe von Null bis auf volle Leistung gesteuert.

Die Drossel im Anodenkreis verhindert ein Abfließen der HF. Sie besteht aus 70 Windungen auf einem Stiefelspulenkörper. Im Eingang der Mischstufe befindet sich ein weiterer Schwingkreis. Die Trimmer *C* parallel zu den Spulen haben eine Kapazität von $6 \cdots 27$ pF.

Am Gitter der *EF 80* wird das Oszillatorsignal eingespeist. Als Koppelkondensator eignen sich 2 cm isolierter und verdrillter Draht. Im Ausgangskreis der Mischstufe liegt das erste Bandfilter für 468 kHz. Es bildet mit dem nachfolgenden BF II ein Doppelbandfilter. Dadurch wird die Trennschärfe verbessert.

Der Oszillator arbeitet nach dem *Meißner*-Prinzip. Am Umschalter der Rückkopplungsspule wird die Anodenspannung geschaltet! Die Schirmgitterspannung für die Misch- und die Oszillatorröhre, sowie die Anodenspannung des Oszillators sind stabilisiert. Als Bandumschalter eigenen sich Tastenschalter oder Drehschalter mit 5 Ebenen.



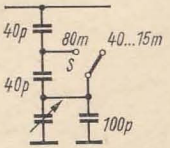




*Bild 2 Schaltung des HF-Eingangsteiles des Kurzwellensupers*

*Bild 3 Umschaltung des Serienkondensators am Drehkondensator zur Abstimmung des 80-m-Bandes*

**Tabelle 1 Spulendaten für den KW-Super**

| | 40 m | 20 m | 15 m | |
|---|---|---|---|---|
| *L 1* | 6 | 3 | 2 | Wdg. |
| *L 2* | 31 | 10 | 6 | Wdg. |
| *L 3* | 31 | 10 | 6 | Wdg. |
| *L 4* | 12 | 5 | 3 | Wdg. |
| *L 5* | 25 | 9 | 5 | Wdg. |

Draht- ⌀ 0,2 mm CuL; Stiefelspulenkörper mit HF-Abgleichkern

Es ist zu empfehlen, die Spulen einer Stufe gemeinsam mit den dazugehörigen Trimmern zu jeweils einem Spulensatz zusammenzufassen. Beim Aufbau ist dann darauf zu achten, daß die Spulenachsen der einzelnen Sätze um jeweils 90° gegeneinander verdreht sind. Andernfalls kann es zu unerwünschten Kopplungen kommen, besonders zwischen HF-Vorstufe und Mischstufe. Weiterhin sind die Spulensätze sehr nahe am Bandumschalter anzubringen, um die Verdrahtung so kurz wie möglich zu halten.

*ZF-Teil*

Der Zwischenfrequenzverstärker (Bild 4) ist zweistufig aufgebaut und auf eine ZF von 468 kHz abgeglichen. Beide Stufen erhalten über jeweils einen Widerstand von 100 kΩ die Regelspannung. Sie wird an einer Diode der *EBF 89* erzeugt. Mit dem Schalter *S* kann sie abgeschaltet werden. Die Verstärkung des ZF-Verstärkers kann mit dem Potentiometer 500 kΩ durch Verändern der Schirmgitterspannung der *EF 85* geregelt werden. Das ist besonders bei SSB-Empfang ein großer Vorteil. Eine SSB-Station ist ja nur dann gut aufzunehmen, wenn BFO- und ZF-Spannung etwa die gleiche Amplitude haben. Die Spannung des Überlagerers wird mit dem Trimmerwiderstand am Basisspannungsteiler so eingestellt, daß eine schwache SSB-Station bei voll aufgedrehtem ZF-Regler gut zu verstehen ist. (Dabei natürlich die Frequenz des BFO richtig einstellen!) Fällt nun ein stärkerer Sender ein, so kann mit der BFO-Abstimmung keine Verständlichkeit erreicht werden. Das liegt daran, daß die ZF-Spannung zu groß gegenüber der BFO-Spannung ist. Die Verstärkung wird nun so weit herabgesetzt, bis in Verbindung mit der BFO-Abstimmung die Sprache gut zu verstehen ist. Durch die niedrigere Verstärkung treten auch Störsignale wesentlich zurück.

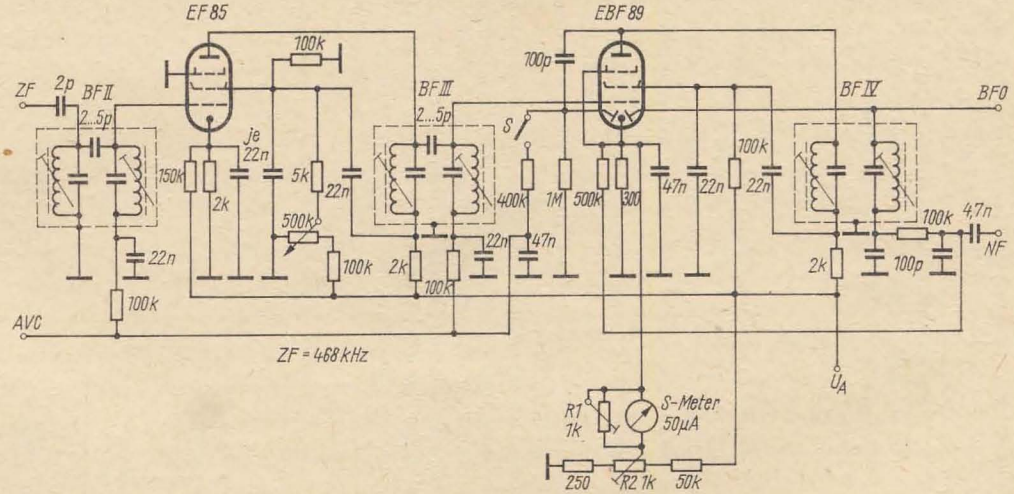



*Bild 4 Schaltung des ZF-Verstärkers des Kurzwellensupers*

Die Bandfilter II und III sind kapazitiv gekoppelt. Durch Verändern dieser Kondensatoren läßt sich die Bandbreite etwas variieren. Filter IV ist induktiv gekoppelt.

Es fällt auf, daß der Kondensator, der normalerweise die Anode gegen Masse abblockt, am Schirmgitter liegt. Es handelt sich dabei um die sogenannte Schirmgitterneutralisation, sie bewirkt eine Entkopplung von Ein- und Ausgang des ZF-Verstärkers.

*S-Meter*

Es wurde eine Schaltung (Bild 4) gewählt, bei der man ohne zusätzliche Röhre auskommt. Das Instrument liegt zwischen Katode der geregelten Röhre und einem Spannungsteiler. Dieser wird so eingestellt, daß bei einem Eingangssignal gleich Null an der Katode und am Abgriff des Spannungsteilers gleiches Potential herrscht. Bei einfallendem Sender ändert sich der Katodenstrom, und das Instrument schlägt aus. Nachteilig ist, daß der Ausschlag des S-Meters von der Stellung des ZF-Reglers abhängt. Dieser ist deshalb zum Ablesen der S-Stufen voll aufzudrehen. Das Eichen geschieht folgendermaßen:
Mischröhre herausziehen – $R$ 1 auf größten Widerstandswert stellen – $R$ 2 so einstellen, daß durch das Instrument kein Strom fließt – Mischröhre einsetzen und starken Sender suchen – mit $R$ 1 Vollausschlag herstellen. Das entspricht dann etwa der Stufe $S$ 9. Die Skale beginnt allerdings erst bei $S$ 5. Bessere Schaltungen für S-Meter und deren Eichung sind in [1] erläutert.

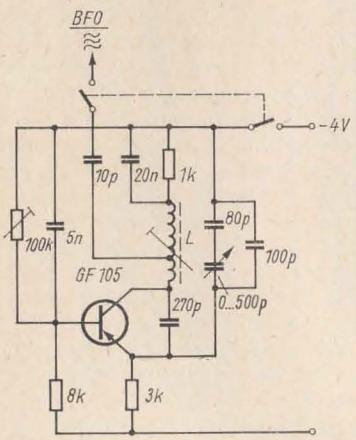



*Bild 5*
*Schaltung des mit einem Transistor bestückten BFO (ZF-Überlagerer)*

### *BFO*

Um Platz zu sparen wurde, der BFO transistorisiert aufgebaut (Bild 5). Als Betriebsspannung (Bild 7) dient die gleichgerichtete Heizspannung. Ein Selengleichrichter in *Graetz*-Schaltung sowie zwei Elkos sorgen für die erforderliche Siebung, Rückwirkungen der BFO-Frequenz auf die Heizleitungen der Röhren waren nicht festzustellen. Als Transistor wurde ein *GF 105* eingesetzt. Die Spule erhält 460 Windungen auf einem 3-Kammer-Spulenkörper mit HF-Kern. Die Anzapfung liegt bei 160 Windungen vom Kollektor.

Die Stufe wurde in gedruckter Schaltung aufgebaut. Platine und Drehko werden direkt hinter der Frontplatte montiert und vollständig abgeschirmt.

### *NF-Verstärker*

Über den Lautstärkeregler gelangt die NF an das Gitter eines Systems der *ECC 81* (Bild 6). Das andere System bleibt für geplante Erweiterungen (NF-Begrenzung) vorläufig frei. Das Potentiometer ist mit dem Netzschalter gekoppelt. Die Endstufe arbeitet mit einer *6AC7*. Bei anderen Endröhren muß der Katodenwiderstand entsprechend geändert werden.

Die Tonblende bewirkt eine starke Unterdrückung der hohen Frequenzen. Der eingebaute Lautsprecher ist mit dem Schalter *S 1* abschaltbar. Kopfhörerempfang ist jedoch immer möglich. Bei dem Kondensator zwischen Anode und Kopfhörer ist auf eine Spannungsfestigkeit von mindestens 1000 V zu achten!

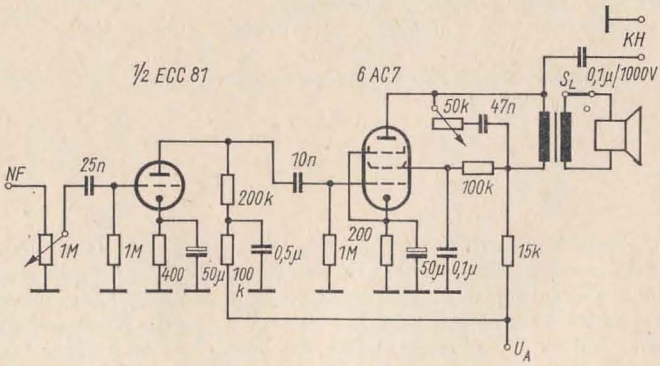



*Bild 6 Schaltung des NF-Verstärkers des Kurzwellensupers*

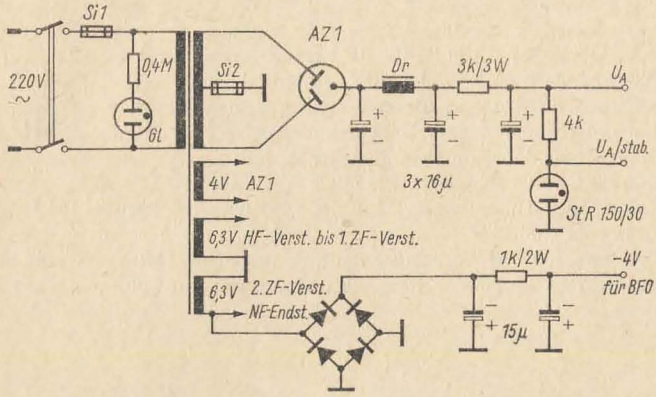



*Bild 7 Netzteilschaltung für die Stromversorgung der Röhren und des Transistors. Die Anodenspannungswicklung liefert etwa 2 × 270 V*

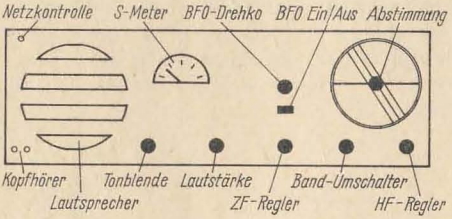



*Bild 8 Aufbauvorschlag für die Frontplatte des Kurzwellensupers*

### *Abgleich*

Zum Abgleich dienten ein modulierbares Dip-Meter und ein Oszillograf. Zuerst wird der ZF-Teil auf 468 kHz abgeglichen. Dazu bringt man eine Spule einer Linkkopplung in die Nähe des geöffneten BF I. Die andere Spule liegt am Schwingkreis des Dip-Meters, das auf die ZF eingestellt wurde. Auf dem Bildschirm des Oszillografen, der am Ausgang des ZF-Verstärkers angeschlossen wird, sieht man die Modulation des Dippers und kann, beim BF IV beginnend, die Filter auf Maximum abgleichen.

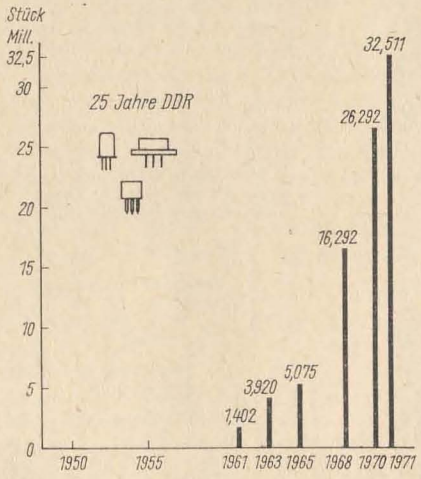
Diese Methode ist ein Behelf und nur dann zu empfehlen, wenn keine besseren Geräte (Meßsender, Wobbler usw.) zur Verfügung stehen.

Die BFO-Spule wird bei Mittelstellung des Drehkondensators auf die ZF abgeglichen, um beide Seitenbänder erfassen zu können. Mit dem Dip-Meter werden anschließend die Schwingkreise *L 2* und *L 3* auf die jeweiligen Bandfrequenzen abgeglichen. Die Oszillatorspulen stimmt man auf eine um die ZF höhere Frequenz als die Eingangsspulen ab.

Bild 8 zeigt einen Aufbauvorschlag für die Frontplatte des Kurzwellensupers.

**Literatur**

[1] *Fischer, E., DM 2 AXA:* Die Eichung von S-Metern, Funkamateur 1970, Heft 9, Seite 435



*Dipl.-Ing. Bernd Petermann*
*DM 2 BTO*

# Ein Silbenkompressor für den Funkamateur

Bild 1 zeigt die allgemeine Kennlinie eines Dynamikkompressors. Bild 2 den Übersichtsschaltplan. Aus Bild 1 geht auch die Wirkungsweise hervor. Bis zu einem bestimmten Eingangspegel, dem Schwellwert, verändert sich die Ausgangsspannung proportional zu dieser, der Kompressor wirkt wie ein üblicher Verstärker. Oberhalb des Schwellwertes soll die Ausgangsspannung (bei geringen Verzerrungen) möglichst konstant bleiben. Eine Regelschleife muß diese Forderung erfüllen: Übersteigt die Eingangsspannung den Schwellwert, so steuert die vom Regelspannungserzeuger gelieferte Regelspannung das Stellglied so, daß einer Ausgangsspannungserhöhung entgegengewirkt wird, das heißt, die Dämpfung des Stellgliedes erhöht sich.

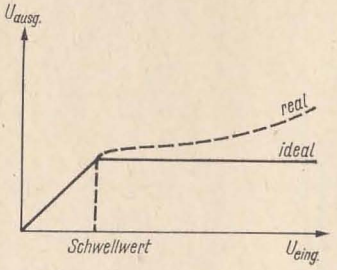
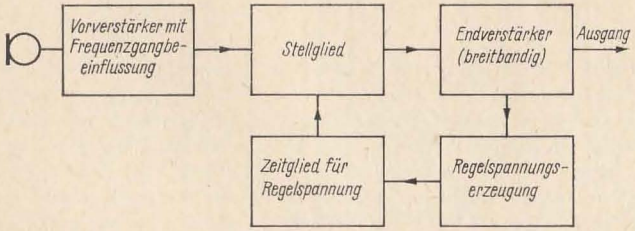



*Bild 1*
*Prinzipielle Kennlinie eines Dynamikkompressors und einer automatischen Pegelregelung*

*Bild 2*
*Übersichtsschaltplan eines Dynamikkompressors und einer automatischen Pegelregelung*



Ein wesentlicher Faktor ist die Zeitkonstante, mit der die Regelspannung abfällt, mit der also der Kompressor nach Verringerung des Eingangssignals unter den Schwellwert wieder die volle Verstärkung erreicht. Diese Zeitkonstante kann zwischen einigen Millisekunden und einigen Minuten liegen. Liegt sie im Bereich um 1 s, so ergibt das die übliche Kompressorcharakteristik, die Lautstärke wird im Bereich eines oder weniger Worte ausgeglichen, die *Silbendynamik* bleibt erhalten. Noch höhere Zeitkonstanten kann man nur als automatische Pegelregler bezeichnen (Anwendung bei Musik). Bei Zeitkonstanten im ms-Bereich wird die Amplitude auch innerhalb einer Silbe ausgeregelt. Man erhält einen *Silbenkompressor*. Die Wirkung ähnelt einem Begrenzer, ohne jedoch dessen starke Oberwellenbildung und Intermodulation aufzuweisen.

Vorteile eines Kompressors, besonders eines Silbenkompressors, sind:

- Erhöhung des mittleren Pegels des NF-Signals;
- dadurch bei gleicher (PEP-)Leistung, gleichem Modulationsgrad oder Hub des Senders größere »Durchschlagskraft« d. h. bessere Verständlichkeit bei durch Störungen oder Rauschen beeinträchtigter Übertragung;
- durch den vom Eingangspegel des Kompressors kaum abhängigen Ausgangspegel wird eine ALC im SSB-Sender entbehrlich. Ein Amplitudenmodulator braucht nur einmal eingestellt zu werden. Besonderen Vorteil bietet ein Kompressor bei FM im 2-m-Band. Breitbandige Splatter können mit ihm völlig vermieden werden.

Diesen Vorteilen stehen auch Nachteile gegenüber:

- ein unkomprimiertes Signal hört sich besser an als ein komprimiertes. Das ist aber nur bei guten Übertragungsbedingungen von Bedeutung;
- Störgeräusche (Raumhall, Rauschen des Verstärkers, Brummeinstreuungen und Nebengeräusche wie Atmen, Verkehrslärm usw.) werden um den Kompressionsfaktor (das ist das Verhältnis von Eingangssignal zum Schwellwert) angehoben. Dadurch kann ein Kompressor illusorisch werden. Durch geringen Sprechabstand, rauscharmen Verstärker und ein Richtmikrofon, das wenig gegen magnetische oder statische Fremdfelder empfindlich ist, und durch ausreichenden Abstand von großen Netztransformatoren läßt sich das vermeiden.

### *Der FET als steuerbarer Widerstand*

Schwerpunkt beim Aufbau eines Kompressors ist das Stellglied. Es soll einen großen Regelumfang zulassen und möglichst wenig Verzerrungen verursachen. Nahezu ideal eignet sich als steuerbarer Widerstand die Source-Drain-Strecke eines FET (s. auch [1], [2]). Die Typen *SM 103* und *SM 104* aus der DDR-Produktion sind dafür gut geeignet. Mit einem

Vorwiderstand zusammen ist das Stellglied bereits fertig. Die Source-Drain-Strecke wird dabei ohne Gleichvorspannung betrieben. Daher kann auch die Regelspannung nicht in den NF-Kanal gelangen. Gesteuert wird am Gate, also leistungslos. Das erlaubt eine sehr geringe Belastung der Regelspannungsquelle und verringert durch diese hervorgerufene Verzerrungen der Ausgangsspannung des Kompressors.

Basis für NF und Vorspannung ist die Source. Wird das Gate sehr stark negativ vorgespannt, so ist der Source-Drain-Widerstand sehr hoch (einige MΩ). Bei Erreichen der Abschnürspannung beginnt der Widerstand stark zu sinken, um bei der Gate-Vorspannung 0 Werte von einigen 100 Ω zu erreichen. Der erreichbare Regelumfang ist:

$$F_R = \frac{R_V}{R_{o\,FET}} \tag{1}$$

$R_V$ -Vorwiderstand;

$R_{o\ FET}$-Widerstand der Source-Drain-Strecke bei fehlender Gate-Vorspannung.

Voraussetzung für die Gültigkeit dieser Formel ist, daß der Source-Drain-Widerstand bei gesperrtem FET viel größer ist als $R_V$. Das ist bei den praktischen Werten von $R_V$ fast immer erfüllt.

Der Regelumfang läßt sich vergrößern, wenn man bis zu positiven Gate-Vorspannungen steuert. Weiter wird er größer, wenn man $R_V$ vergrößert oder einen FET mit geringerem Nullpunktwiderstand verwendet (z. B. *SM 103*). Allerdings ist dann auch die Abschnürspannung höher, so daß eine größere Steuerspannung benötigt wird.

Wegen der begrenzten Betriebsspannung wurde hier trotz des etwas verringerten Regelumfangs ein *SM 104* eingesetzt. Bild 3 zeigt seine Widerstandskennlinie. Da die Widerstandswerte logarithmisch aufgetragen sind, erkennt man leicht, daß die relative Widerstandsänderung im Bereich der Abschnürspannung (bei hohen Widerstandswerten) sehr groß ist und zu positiven Gate-Vorspannungen immer mehr abnimmt. Im Bereich der Abschnürspannung sind also auch die höchsten Regelfaktoren zu erwarten.

Die Abschnürspannung liegt beim untersuchten Exemplar *SM 104* bei −6,5 V. Wegen der Gefahr von Rückkopplungen und Einstreuungen kann $R_V$ nicht beliebig hoch gewählt werden. Beim Muster war er 160 kΩ (Eingangswiderstand des nachfolgenden Verstärkers eingerechnet). Nach [1] ist ein Regelumfang von 200 zu erwarten.

### *Höhe der Wechselspannung am FET*

Die mögliche Wechselspannung an MOSFETs *SM 103/104* wird einmal dadurch eingeschränkt, daß das Substrat mit Source verbunden ist.

Zwischen Drain und Source ergibt sich so eine Diodenstrecke, die bei etwa 0,5··· 0,7 V zu leiten beginnt. Daher ist die maximal mögliche Effektivspannung etwa 350 mV. Der dabei maximal auftretende Strom ist so niedrig, daß die Verlustleistung kaum 1 mW übersteigen dürfte. Von dieser Seite her gibt es also keine Beschränkungen. Ein wesentlicher Punkt ist jedoch die Nichtlinearität der Source-Drain-Strecke, die Verzerrungen des NF-Signals bewirkt. Um hier die Aussteuerbarkeit festzustellen, wurde ihre Strom-Spannungs-Kennlinie bei verschiedenen Gate-Vorspannungen (bis in den Bereich der Abschnürspannung!) und Spannungsaussteuerungen oszillografisch geschrieben. Sichtbare Abweichungen von der linearen Kennlinie ergaben sich bei ungünstigen Gate-Vorspannungen bereits bei einer Aussteuerung mit $U_{\text{eff}} \approx 30$ mV. Bei $U_{\text{eff}} = 250$ mV waren die Nichtlinearitäten in praktisch allen Fällen untragbar hoch. Ursache für diese Verzerrungen ist, daß wegen der Drain-Spannung im Drain-Bereich die Spannung zwischen Kanal und Gate verändert wird, das heißt, die Kanalbreite wird je nach Polarität vergrößert oder verringert, also hängt der Kanalwiderstand vom Momentanwert der Drain-Spannung ab, der Source-Drain-Widerstand wird nichtlinear. Besonders ausgeprägt ist dieser Effekt im Bereich der Abschnürspannung, weil dort geringe Spannungsänderungen sehr erhebliche Widerstandsänderungen bewirken.

Wesentlich günstiger wurden die Verhältnisse nach der Vertauschung von Source und Drain, das heißt, die Wechselspannung liegt an der Source, und Drain bildet die gemeinsame Basis für Wechsel- und Steuerspannung. Die Linearität blieb so bis $U_{\text{eff}} \approx 200$ mV erhalten. Die Widerstandskennlinie bleibt bei Vertauschung von Source und Drain gleich.

*Pegelverhältnisse*

Ausgangspunkt ist die geforderte Regelspannung. Sie soll möglichst hoch werden können. Deshalb ist auch eine hohe Ausgangsspannung des Endverstärkers erforderlich. Anzustreben ist ein Spitze-Spitze-Wert, der sich der Betriebsspannung (12 V) nähert. Das trifft auch zu, wenn nur eine geringe Kompressorausgangsspannung verlangt ist. Die Endverstärkerausgangsspannung muß dann über einen Spannungsteiler entsprechend herabgesetzt werden.

Die Eingangsspannung des Endverstärkers (sie ist gleichzeitig die Ausgangsspannung des Stellgliedes) steht, durch die Verstärkung verknüpft, in einem festen Verhältnis zur Ausgangsspannung. Wenn diese konstant gehalten werden soll, muß auch die Ausgangsspannung des Stellgliedes etwa konstant bleiben.

Vor Einsatz der Regelung wird die Ausgangsspannung des Vorverstärkers (das ist gleichzeitig die Eingangsspannung des Stellgliedes) durch das Stellglied kaum herabgeteilt. Nach Einsetzen der Regelung wird

das Teilerverhältnis verringert, wobei wegen der nicht vollständigen Ausregelung die Ausgangsspannung weiter leicht ansteigt.

Entsprechend dem aus Bild 3 zu erwartenden Regelumfang ergibt sich schließlich bei Einsetzen der Begrenzung des Endverstärkers die größte nutzbare Regelspannung. Die Steuerspannung des FET liegt dann um 0 V, und das Teilerverhältnis des Stellgliedes hat ein Minimum von etwa 1:200, was etwa dem Kehrwert des Regelumfanges entspricht. An diesem Punkt muß der Vorverstärker seine maximale Ausgangsspannung liefern. Sie ist ebenfalls durch die Betriebsspannung des Kompressors eingeschränkt und beträgt $U_{ss} < 12$ V. Der Effektivwert kann demnach etwa 3 V erreichen. Wenn der Endverstärker gerade übersteuert wird, sollte der Vorverstärker noch eine gewisse Reserve haben, um den Regelumfang des Stellgliedes voll auszunutzen. Nach der Teilung verbleiben

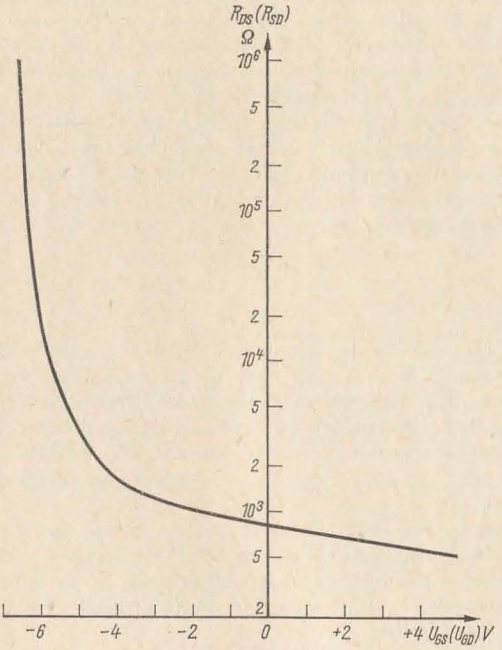



*Bild 3 Der Source-Drain-Widerstand eines MOSFET SM 104 in Abhängigkeit von Gate-Source- und Gate-Drain-Spannung*

folglich $\leqq$ 15 mV, mit denen sich der Endverstärker bis zur Begrenzung aussteuern lassen muß. Ist die Verstärkung des Endverstärkers zu gering, beginnt der Vorverstärker bereits zu begrenzen, bevor der Regelumfang des Regelkreises Endverstärker-Gleichrichter-Stellglied ausgeschöpft ist. Bezüglich der durch den FET verursachten Verzerrungen gibt es keine Probleme, bei NF an Source wäre eine Verstärkungsverminderung des Endverstärkers um den Faktor 10, entsprechend $\approx$ 150 mV am FET, noch tragbar.

Die notwendige Verstärkung des Vorverstärkers richtet sich nach der Höhe des zu verarbeitenden Kompressoreingangssignals und dem gewünschten Kompressionsgrad.

*Stromlaufplan*

Bild 4 zeigt den Stromlaufplan des Kompressors. T 1 und T 2 bilden den Vorverstärker, T 3 das Stellglied, T 4 bis T 6 den Endverstärker, D 2 und D 3 erzeugen die Regelspannung, und die Regelzeitkonstante wird durch $C$ 18 und $R$ 18 festgelegt. Die Stromaufnahme ist gering, sie liegt bei 3 mA. Die Gesamtverstärkung ist im ungeregelten Zustand sehr hoch (von der Basis von T 1 bis zum Kollektor von T 6 je nach Stellung von $P$ 1 etwa $2 \cdot 10^4 \ldots 3 \cdot 10^5$), so daß gegen Blubbern eine gute Entkopplung der Betriebsspannung notwendig ist ($C$ 4, $R$ 4; $C$ 8, $R$ 9; $R$ 10, $C$ 10; $C$ 11; $C$ 12, $R$ 11). Auch die relativ geringe Größe der Koppelkondensatoren trägt zur Beseitigung von Rückkopplungserscheinungen bei sehr niedrigen Frequenzen bei. Die Betriebsspannung muß gut gesiebt und, wenn möglich, stabilisiert sein, um betriebsspannungsabhängige Pegelschwankungen zu vermeiden. Auch gegen Rückkopplungen bei hohen Frequenzen wurden Maßnahmen ergriffen. $C$ 16 sowie die HF-Siebglieder einschließlich $C$ 2 bewirken eine Dämpfung. Ein übriges tut eine überlegte Leitungsführung, wobei Eingang und Ausgang möglichst weit voneinander entfernt sein müssen. Eingangs- und Ausgangsleitung sind abzuschirmen. Der Einbau in ein Metallgehäuse ist auch in dieser Hinsicht vorteilhaft. Ein Schwingen trat bei Berücksichtigung der beiden ersten Punkte allerdings auch ohne besondere Abschirmmaßnahmen nicht auf.

Wie oben angeführt, ist eine möglichst weite Aussteuerbarkeit von T 2 und T 6 erwünscht. Deshalb wurden keine Emitterwiderstände benutzt, die nur einen überflüssigen Spannungsabfall bewirken würden. Die Arbeitspunkte lassen sich mit $P$ 2 bzw. $P$ 4 so einstellen, daß eine symmetrische Begrenzung auftritt, der Aussteuerbereich also optimal genutzt wird. Das übertragene Frequenzband wird durch den Vorverstärker beschnitten. $C$ 1 bestimmt dabei die untere Grenzfrequenz, $C$ 6 die obere. Auch $C$ 7 hat noch einen Einfluß auf Frequenzen unter etwa 200 Hz.

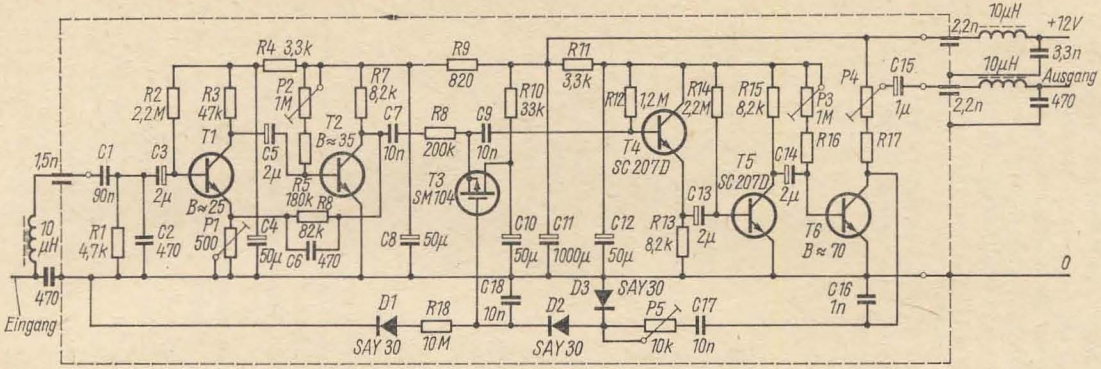



*Bild 4 Stromlaufplan des beschriebenen Silben-Dynamikkompressors*

Mit $P$ 1 kann die Verstärkung des Vorverstärkers um den Faktor 20 verändert werden, indem man die über $R$ 8 und $C$ 6 zugeführte Gegenkopplungsspannung einstellt. Damit ändert sich auch der Kompressionsfaktor, vorausgesetzt, das Eingangsspitzensignal übersteigt den Schwellwert der Regelung. Dieser Schwellwert läßt sich zwischen 5 µV (!) und 100 µV einstellen. Da bei der Betätigung von $P$ 1 die Gegenkopplung verändert wird, ändert sich auch der Einfluß von $C$ 6 und damit die obere Grenzfrequenz des Vorverstärkers. Die Gegenkopplung erhöht den Eingangswiderstand des Verstärkers bis auf Werte über 100 kΩ, je nach Einstellung von $P$ 1. Um einen konstanten Eingangswiderstand zu erreichen, wurde $R$ 1 eingeführt. Der Eingangswiderstand wird nun durch den viel niedrigeren Widerstand $R$ 1 bestimmt. Lediglich bei $P$ 1 = 0 verringert er sich noch geringfügig.

Um geringes Rauschen zu erreichen, wird T 1 mit geringem Kollektorstrom ($\approx$ 0,1 mA) betrieben. Trotzdem tritt bei voller Verstärkung wegen der hohen Empfindlichkeit das Rauschen stark in Erscheinung. Die praktische Einstellung von T 1 wurde auf einen Schwellwert von etwa 30 µV vorgenommen. Das entspricht einem Einstellwert $P$ 1 $\approx$ 130 Ω.

Der Endverstärker ist für den interessierenden Frequenzbereich als Breitbandverstärker aufzufassen. T 4 arbeitet als Impedanzwandler, um das hochohmige Stellglied nicht zu belasten und so den Regelumfang zu verringern. Der Eingangswiderstand dieser Kollektorstufe liegt bei 800 kΩ, ist also hoch gegen $R$ 8. Es ergibt sich eine Grundspannungsteilung um den Faktor 0,8. Der wirksame Wert von $R_V$ (s. o.) verringert sich so auf 160 kΩ. Am Spannungsteiler $R$ 17, $P$ 4 läßt sich die benötigte Ausgangsspannung (hier etwa 400 mV, für den röhrenbestückten Balancemodulator) abgreifen.

Um eine möglichst hohe Regelspannung zu erhalten, arbeitet die Regelspannungserzeugung (D 2, D 3) in Spannungsverdopplerschaltung. Da die Gate-Spannung des FET mit steigender (Ausgangs- und) Eingangsspannung in positiver Richtung verschoben werden muß, hat die Regelspannung positive Polarität. Ihr Maximalwert ist die Betriebsspannung des Kompressors abzüglich der Kollektorrestspannung von T 6 und der Schleusenspannungen der Dioden D 2 und D 3, also etwa 12 V − 0,3 V − 0,7 V − 0,7 V = 10,3 V. Da $C$ 18 eine vergleichsweise niedrige Kapazität hat, erfolgt eine schnelle Aufladung, und die Ansprechzeit des Kompressors wird sehr kurz.

Wie weiter oben besprochen, benötigt der FET eine negative Gate-Ruhevorspannung, um nicht zu leiten. Diese soll höher sein als die Abschnürspannung. Um keine zusätzliche negative Betriebsspannung zu benötigen, muß der Drain-Anschluß auf Pluspotential gelegt werden, so daß sich am Gate gegenüber dem Drain-Anschluß eine Vorspannung von − 12 V ergibt. Der Drain-Anschluß wird an eine gesiebte (mit $R$10 und

*C* 10) Spannung gelegt, um Betriebsspannungsschwankungen unwirksam zu machen, die sich im Bereich der höchsten Regelsteilheit (Abschnürspannung) ungünstig auswirken könnten. Die Gate-Vorspannung gegenüber Drain kann nun auf einen Wert von $-12\ \mathrm{V} + 10{,}2\ \mathrm{V} = -1{,}8\ \mathrm{V}$ steigen. Wenn die Regelspannung (durch Erhöhung der Eingangsspannung bis zum Schwellwert) auf $+5{,}5$ V gestiegen ist, wird die Abschnürspannung $-12\ \mathrm{V} + 5{,}5\ \mathrm{V} = -6{,}5\ \mathrm{V}$ erreicht, und der FET verringert seinen Widerstand, die Regelung setzt ein.

Der Vorspannungs-*Überhang* von 5,5 V ist notwendig, um den proportional ansteigenden Kurventeil in Bild 1 zu erreichen. Verringert man den *Überhang*, so verkürzt sich der proportionale Kurventeil und der Regelfaktor $F_R$ verkleinert sich zusammen mit der Ausgangsspannung:

$$F_R = \frac{\dfrac{dU_{eing}}{U_{eing}}}{\dfrac{dU_{ausg}}{U_{ausg}}}. \qquad (2)$$

Das läßt sich aus der vorstehenden Formel leicht herauslesen, denn bei der gleichen relativen Eingangsspannungsänderung und dem gleichen Ausgangsspannungsanstieg $dU_{ausg}$ ist $U_{ausg}$ selbst kleiner, also verringert sich $F_R$. Danach wäre also ein möglichst hoher *Überhang* der Vorspannung vorteilhaft. Da die Regelspannung begrenzt ist, geht eine Erhöhung des *Überhanges* auf Kosten des Regelumfanges, so daß eine Aufteilung zu etwa gleichen Teilen gerechtfertigt erscheint.

Wegen dieser Aufteilung ist auch der Einsatz eines *SM 103* nicht zweckmäßig, der *Überhang* würde dann wegen der höheren Abschnürspannung (bis $-12$ V) teilweise oder ganz fehlen.

Die Zeitkonstante des Zeitgliedes ist rechnerisch $\tau = 10\ \mathrm{M\Omega} \cdot 10\ \mathrm{nF} = 0{,}1$ s. Das trifft auch für die Regelspannung zu. Für die Zeitkonstante des Kompressors ist aber zu berücksichtigen, daß besonders im Anfangsbereich der Regelung, in der Nähe der Abschnürspannung, eine sehr geringe Gate-Spannungsänderung (0,2 V) genügt, um das Teilerverhältnis des Stellgliedes um $e \approx 2{,}7$ zu verändern. Da man die 0,2 V auf die erzeugte Regelspannung an *R* 18/*C* 18 (das ist gleichzeitig der *Überhang*) beziehen muß, bedeutet das eine Verringerung der Zeitkonstante auf ungefähr $1/35 \mathrel{\widehat{=}} 3\ \mu$s. Zum Ende des Regelbereichs hin vergrößert sich diese wirksame Zeitkonstante allerdings wieder, da die Regelsteilheit abnimmt.

Die Zeitkonstante ließe sich leicht einstellen, wenn es Einstellregler mit genügend hohem Widerstand gäbe. So bleibt nur die Möglichkeit, anstelle der äußeren Verbindungsleitung von D 1 nach Masse einen entsprechend hohen Widerstand wahlweise einzuschalten. Läßt man die Ver-

bindung offen, so wirken nur der Isolationswiderstand von *C* 18, der Sperrwiderstand von D 2 und der Gate-Isolationswiderstand von T 3. Die Zeitkonstante liegt im Minutenbereich. Eine gewisse Vergrößerung der Zeitkonstante läßt sich auch erreichen, wenn man hinter D 1 eine (stabilisierte) positive Spannung anlegt. *C* 18 entlädt sich dann nicht mehr gegen Masse, sondern gegen dieses angehobene Potential, die Spannung verringert sich (absolut gesehen) langsamer. Dieses Potential darf aber nicht den Betrag des *Überhangs* überschreiten. *C* 18 kann sich dann nicht mehr weit genug entladen, und der Kompressor erreicht nicht mehr die volle Leerlaufverstärkung.

### *Aufbau*

Der Aufbau erfolgte auf einer 210 mm × 90 mm großen Universalleiterplatte mit Messerleiste. Der Kompressor nimmt dabei etwa 1/3 der vorhandenen Fläche ein. Die Restfläche ist für andere Baugruppen bestimmt (VOX usw.). Auf einer besonders entworfenen Leiterplatte ließe sich die Schaltung sicher platzsparender aufbauen. Auf eine Wiedergabe soll deshalb verzichtet werden.

### *Messungen*

Die Messungen wurden bei einer Betriebsspannung von 12 V (Batterie) mit einem durchstimmbaren Tongenerator 20 Hz··· 20 kHz mit Ausgangsspannungsanzeige *G 534 A* (*elpo*, VR Polen), einem *URV 2* (VEB *Meßelektronik Berlin*) und einem Oszilloskop *EO 174* (PGH *Elektronik Karl-Marx-Stadt*) durchgeführt.

Bild 5 zeigt die Abhängigkeit des Frequenzganges vom Generatorinnenwiderstand. Entgegen der üblichen Darstellungsweise wurde hier die Ausgangsspannung konstant gehalten. Die üblichen Kurven lassen sich durch Spieglung an der x-Achse erhalten. Die Spannungen lagen unter dem Regeleinsatz, um Verfälschungen durch die Regelung zu vermeiden.

Wie zu erwarten, steigt die notwendige Generatorspannung mit dem Generatorinnenwiderstand. Die obere Grenzfrequenz bleibt etwa unverändert, da sie durch die Gegenkopplung (*C* 6) festgelegt wird. Die Parallelkapazitäten haben kaum einen Einfluß. Die untere Grenzfrequenz verringert sich mit steigendem Generatorinnenwiderstand, weil sich dieser bezüglich der Wirkung von *C* 1 zur *R* 1 addiert.

Bild 6 zeigt die Frequenzgänge nach der Veränderung von *C* 1 bzw. *C* 6 gegenüber den in Bild 4 Kurve 1 angegebenen Werten. Die Darstellung entspricht Bild 5. Als Generatorwiderstand wurde 200 Ω gewählt, da das der Impedanz des praktisch verwendeten Mikrofons (aus der *Stein*-Hör-Sprech-Kombination) entspricht. Es ist leicht zu erkennen, daß *C* 1 die

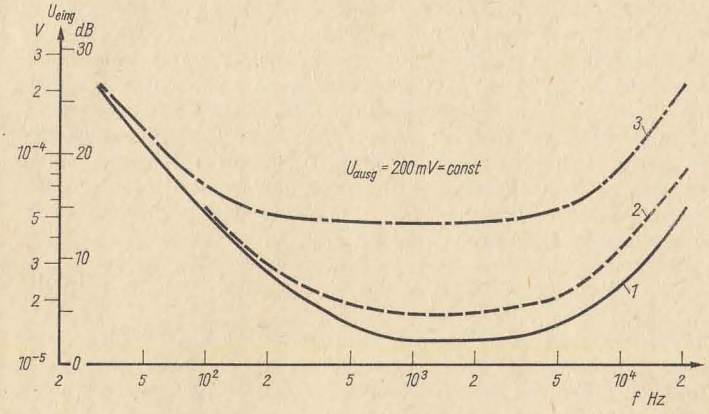



*Bild 5* *Abhängigkeit des Frequenzgangs vom Generatorinnenwiderstand*
*Kurve 1:* $R_G = 200 k\Omega$ ($f_u = 370$ *Hz,* $f_o = 7$ *kHz);*
*Kurve 2:* $R_G = 1 k\Omega$ ($f_u = 280$ *Hz,* $f_o = 7$ *kHz);*
*Kurve 3:* $R_G = 10 k\Omega$ ($f_u = 110$ *Hz,* $f_o = 6{,}5$ *kHz);*
*Parameter:* $U_a = 200$ *mV const.*

untere und $C$ 2 die obere Grenzfrequenz bestimmt. Die für den Amateurfunkbetrieb günstigste dürfte Kurve 3 sein.

Bild 7 gibt die Regelkurve wieder. Meßfrequenz war 1 kHz. Die Spannungen sind sowohl absolut als auch auf den Schwellwert (Regeleinsatzpunkt) bezogen in dB angegeben. Wie nach Bild 3 zu erwarten, ist nahe dem Regeleinsatzpunkt der Kurvenanstieg am günstigsten, also der Regelfaktor am besten, da die Widerstandsveränderung des FET sehr steil verläuft. Zum Ende des Regelbereichs wird der Regelfaktor immer schlechter, bis schließlich der Endverstärker begrenzt. Die Verrundung beim Regeleinsatz ergibt sich daraus, daß sich der Widerstand des FET erst von sehr hohen Werten verringert, die praktisch kaum eine Spannungsteilung mit $R_V$ ($R$ 8) bewirken.

Der Regeleinsatzpunkt liegt bei der Eingangsspannung 22 µV (Schwellwert), die Begrenzung beginnt bei 10,5 mV Eingangsspannung. Das ist ein Regelumfang von 480 ≙ 53,6 dB. Dabei ändert sich die Ausgangsspannung von 350 mV auf 640 mV, daß heißt auf das 1,83 fache ≙ 5,2 dB. Das entspricht einem mittleren Regelfaktor von etwa 10. Im günstigsten Eingangsspannungsbereich 30 µV··· 800 µV (26,7 ≙ 28,5 dB) verändert sich die Ausgangsspannung nur von 380 mV auf 440 mV (1,16 ≙ 1,3 dB).

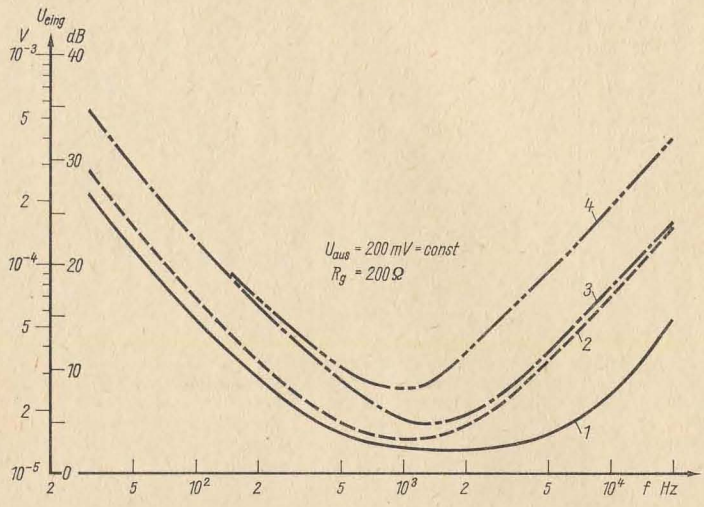



*Bild 6* *Abhängigkeit des Frequenzganges von C1 und C6 (Bild 4)*
*Kurve 1: C1 = 30 nF, C2 = 470 pF ($f_u$ = 360 Hz, $f_o$ = 7 kHz);*
*Kurve 2: C1 = 60 nF, C2 = 1,5 nF ($f_u$ = 300 Hz, $f_o$ = 2,8 kHz);*
*Kurve 3: C1 = 30 nF, C2 = 1,5 nF ($f_u$ = 550 Hz, $f_o$ = 3,4 kHz);*
*Kurve 4: C1 = 30 nF, C2 = 2,7 nF ($f_u$ = 420 Hz, $f_o$ = 1,9 kHz);*
*Parameter: $U_a$ = 200 mV = const.; $R_G$ = 200 kΩ*

Der Regelfaktor ist in diesem wichtigsten und hauptsächlich benutzten Bereich etwa 22. Am Bereichsende sinkt er auf ungefähr 5. Das sind sehr günstige Werte, die auf jeden Fall für Amateurfunkzwecke ausreichen.

### *Erfahrungen*

Die Erfahrungen im praktischen Betrieb sind zufriedenstellend. Auch sehr dynamische Sprecher werden gut nivelliert Die Verzerrungen sind so gering, daß sie nicht auffallen. Starke Verzerrungen können allerdings leicht als Folge von HF-Einstreuungen auftreten, auch wenn diese nicht zum Schwingen führen. Nachteilig ist die Erhöhung des Raumhalls, trotz Nahbesprechungsmikrofon mit Nierencharakteristik, was sich besonders bei guten Rapporten bei der Gegenstation auswirkt. Eine Abschaltung des Kompressors ist unbedingt wünschenswert. Eine gute Einstellmöglich-

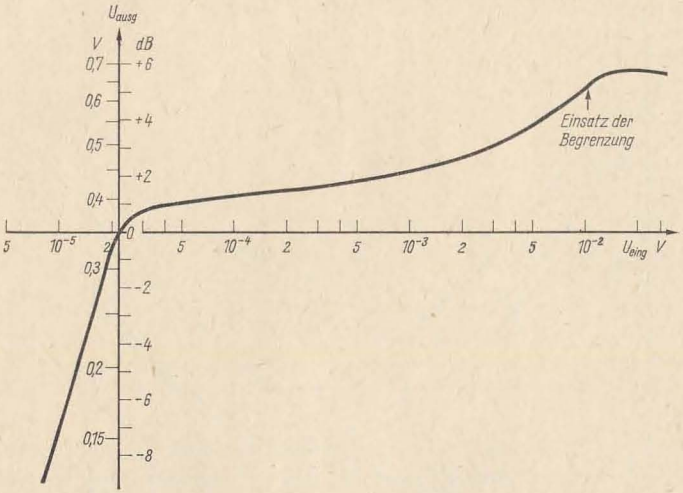



*Bild 7 Regelkurve des Kompressors. Die Achsen sind in Absolutwerten der Ein- und Ausgangsspannung sowie in Relativwerten, bezogen auf den Regeleinsatzpunkt (Schwellwert), angegeben und in dB geteilt. Parameter: f = 1 kHz*

keit des Kompressionsgrades würde den gleichen Zweck erfüllen. Am günstigsten wäre ein niederohmiges Potentiometer am Eingang (500 Ω). Eine elegante Möglichkeit, die sogar eine Steuerung mit Gleichspannung erlaubt, wäre die Parallelschaltung eines weiteren FET entsprechend Bild 8. Dieser wird von einer Gleichspannung vom gerade gesperrten Zustand bis in den leitenden gesteuert. Dadurch verändern sich Schwellwert und Kompressionsfaktor. Allerdings verringert sich auch der Regelbereich im gleichen Maße. Für nicht zu hohe Kompressionsfaktoren dürfte durch den großen Regelbereich aber eine noch ausreichende Reserve gegeben sein.

Überraschend ist auf den ersten Blick, daß die Ausgangsspannung bei sinusförmiger Eingangsspannung zwar sehr gut konstant bleibt, aber bei normaler Sprache eine merklich geringere Ausgangsspannung auftritt, die außerdem weniger konstant ist als erwartet. Ursache dafür ist, daß die Regelspannungserzeugung mit D 2 und D 3 eine Spitzenwertgleichrichterschaltung ist, die Regelung daher auf den Spitzenwert anspricht und

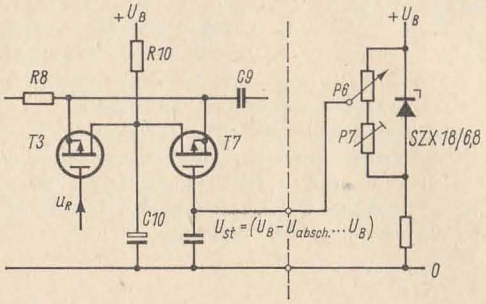



*Bild 8 Schaltungserweiterung zur Einstellung des Kompressionsfaktors über eine Gleichspannung. Die Spannung der Z-Diode muß etwas höher sein als die Abschnürspannung von T7. Mit P6 wird der Kompressionsfaktor eingestellt, mit P7 wird einmalig die Spannung am unteren Ende von P6 auf die Abschnürspannung eingestellt*

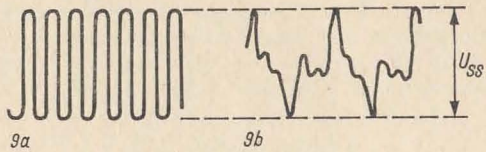



*Bild 9 Kurvenformen gleichen Spitzenwertes, aber verschiedenen Effektivwertes. a) Sinusspannung; b) Vokal*

auch nur diesen konstant hält. Da nun aber z. B. ein Vokal eine Kurvenform, ähnlich Bild 9b, haben kann, ist klar, daß der Effektivwert gegenüber einer Sinusspannung gleichen Spitzenwertes geringer und außerdem von der genauen Kurvenform abhängig ist. Da aber gerade die Einhaltung des Spitzenwerts für die Vermeidung von Übersteuerung wichtig ist, dürfte das kein zu großer Nachteil sein.

Zum Abschluß noch eine Bemerkung zum Anschluß einer VOX. Sie darf nicht an den Ausgang des Kompressors angeschlossen werden, da sonst jedes leise Geräusch zum Ansprechen führt und insbesondere das Relaisklappern beim Abschalten des Senders die VOX wieder ansprechen

läßt und so eine einwandfreie Funktion unmöglich macht. Richtig kann die VOX-Schaltung z. B. beim Kollektor von T 2 angeschlossen werden, wo noch die volle Dynamik wirksam wird. Die Schaltung nach Bild 8 hat übrigens noch den Vorteil, daß sich ein anders eingestellter Kompressionsfaktor nicht auf die VOX-Ansprechempfindlichkeit auswirkt.

Mit den inzwischen erhältlichen Anreicherungs-MOSFETs *SMY 50...52* läßt sich die Schaltung noch günstiger auslegen. Das Bezugspotential des Stelltransistors kann anstelle der positiven Betriebsspannung nun Masse sein. Der erreichbare Kanalwiderstand $R_{DS}$ ist geringer als beim *SM 104*. Die Regelspannung muß dann negative Polarität haben.

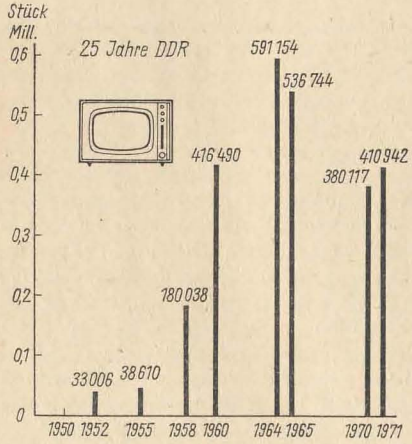
**Literatur**


[1] *Kühne, H.:* MOSFET SM 103 als steuerbarer Widerstand, FUNKAMATEUR 21 (1972), Heft 4, Seite 177

[2] *Bauer, B.:* Grundlagen der automatischen Aussteuerungsregelung bei Heimmagnetbändern — praktische Schaltungen, FUNKAMATEUR 10 (1971), Heft 8, Seite 378 und Heft 9, Seite 451

[3] *Rohländer, W.:* Normale und behandelte Sprache in der SSB-Anwendung, FUNKAMATEUR 19 (1970), Heft 12, Seite XLV

[4] *Rohländer, W.:* NF-Kompression und NF-Clippung mit transistorisierter Schaltung, FUNKAMATEUR 20 (1971), Heft 2, Seite 78

*Ing. Karl-Heinz Schubert*
*DM 2 AXE*

# Fuchsjagd-Empfängerpraxis für das 2-m-Band

In [1] wurde die Empfangstechnik für die 80-m-Fuchsjagd dargestellt. Nachfolgend sollen nun die Peilempfänger für die 2-m-Fuchsjagd eingehend besprochen werden. Dabei ist es verständlich, daß Empfangsschaltungen im Frequenzbereich 144 bis 146 MHz (2-m-Band) vom Fuchsjäger beim Nachbau ein höheres Maß an Wissen und Können erfordern. Aber die 2-m-Fuchsjagd ist mindestens ebenso interessant wie die 80-m-Fuchsjagd. Und in der Nachrichtensportausbildung der GST dominiert bei den Jugendlichen die Fuchsjagd nach wie vor, da sie sportlichen Einsatz und gute technische Kenntnisse verlangt. Ausgerüstet mit dem Peilempfänger stöbert der Jugendliche in einem undurchsichtigen Gelände die versteckten Fuchssender auf – und das macht Spaß, wenn von den GST-Vorständen die Fuchsjagd ordentlich organisiert wird.

### *1. Die 2-m-Peilantenne*

Für den 2-m-Peilempfänger werden fast ausschließlich *Yagi*-Antennen benutzt. Dabei herrschen 3- und 4-Element-Antennen vor. Eine geringere Elementezahl verringert die Peilgenauigkeit, Antennen mit mehr als 4 Elementen behindern den Fuchsjäger bei der Jagd durch dichtes Gelände. Alles Wissenswerte über die Konstruktion von *Yagi*-Antennen findet man im *Antennenbuch* von K. Rothammel. [2] Im Bild 1 (a···d) werden je eine 3- und eine 4-Element-*Yagi*-Peilantenne für das 2-m-Band gezeigt. Die erforderlichen Angaben für den Nachbau enthalten die Tabellen 1 und 2.

Der Fußpunktwiderstand einer solchen Peilantenne beträgt 240 Ω, so daß entsprechende Bandleitung direkt angeschlossen werden kann. Günstiger im Geländeeinsatz ist allerdings das Koaxialkabel mit einer Impedanz von 70 Ω. Es muß dann das im Bild 1d gezeigte Transformationsglied, genannt *Halbwellenumwegleitung*, zwischen Antenne und Empfängereingang eingeschaltet werden. Außer der *Yagi*-Antenne kann man als Peilantenne im 2-m-Band auch die *HB9CV*-Antenne (siehe [2], Seite 328) verwenden. Diese Antenne hat in der E-Ebene ein Strahlungs-

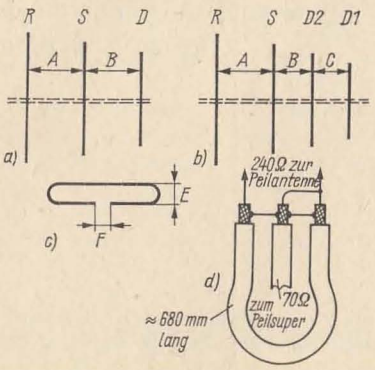



*Bild 1*
*2-m-Peilantennen,*
*a — 3-Element-Yagi-Antenne,*
*b — 4-Element-Yagi-Antenne,*
*c — Aufbau des Strahlerelements,*
*d — Halbwellenumwegleitung als Anpaßglied*

**Tabelle 1 2-m-Peilantenne mit 3 Elementen** (Bild 1a)

| | | | |
|---|---|---|---|
| Strahlerlänge S | 970 mm | Abstand A | 310 mm |
| Direktorlänge D | 920 mm | Abstand B | 220 mm |
| Reflektorlänge R | 1030 mm | Strahler- ⌀ | 6 mm |
| Schleifenabstand | 35 mm | Direktor- ⌀ | 4···6 mm |
| Anschlußabstand | 15 mm | Reflektor- ⌀ | 4···6 mm |

Die Antennenelemente werden auf einem Alu-Tragrohr mit einem Durchmesser von 15···20 mm befestigt (550 mm lang)

diagramm in Form einer Kardioide. Daraus resultiert eine größere Rückdämpfung, was sich bei Minimumpeilungen günstig auswirkt.

### *2. 2-m-Eingangsteil*

Der Frequenzbereich 144 bis 146 MHz wird vom Eingangsteil auf eine feste Zwischenfrequenz im Kurzwellenbereich umgesetzt. Günstig ist die Frequenz 10,7 MHz, da hierfür geeignete FM-ZF-Filterkreise zur Verfügung stehen. Man kann aber auch einen anderen ZF-Wert im Bereich von einigen MHz vorsehen. Bestückt ist das Eingangsteil mit mindestens 3 Transistoren, so daß sich die Stufenfolge

2-m-Vorstufe — 2-m-Mischstufe — 2-m-Oszillatorstufe

ergibt. Eine selbstschwingende Mischstufe wie beim UKW-Rundfunktuner ist abzulehnen, da Frequenzverwerfungen nicht zu vermeiden sind.

**Tabelle 2 2-m-Peilantenne mit 4 Elementen** (Bild 1b)

| | | | |
|---|---|---|---|
| Strahlerlänge S | 970 mm | Abstand A | 310 mm |
| Direktorlänge D1 | 900 mm | Abstand B | 210 mm |
| Direktorlänge D2 | 920 mm | Abstand C | 210 mm |
| Reflektorlänge R | 1030 mm | Strahler- ⌀ | 6 mm |
| Schleifenabstand | 35 mm | Direktor- ⌀ | 4···6 mm |
| Anschlußabstand | 15 mm | Reflektor- ⌀ | 4···6 mm |

Die Antennenelemente werden auf einem Alu-Tragrohr mit einem Durchmesser von 15···20 mm befestigt (750 mm lang)

Bild 2 zeigt das 2-m-Eingangsteil für einen kombinierten 80/2-m-Peilempfänger, das die Eingangsfrequenz auf eine ZF von 8 MHz umsetzt. [3] Dieser ZF-Teil wurde im Elektronischen Jahrbuch 1973 [1] vorgestellt. Die HF-Vorstufe arbeitet in Basisschaltung, die HF-Kreise werden fest auf etwa 145 MHz abgeglichen. Der Mischstufe werden Eingangs- und Oszillatorsignal an der Basiselektrode zugeführt, im Kollektorkreis liegt der 1. ZF-Filterkreis, der auf 8 MHz eingestellt wird. Der obere Teil der Schaltung ist der Oszillator, der im Bereich von 136 bis 138 MHz abstimmbar ist. Die Oszillatorspule $L\,3$ hat die Form eines offenen Rechtecks (*Lecherkreis*).

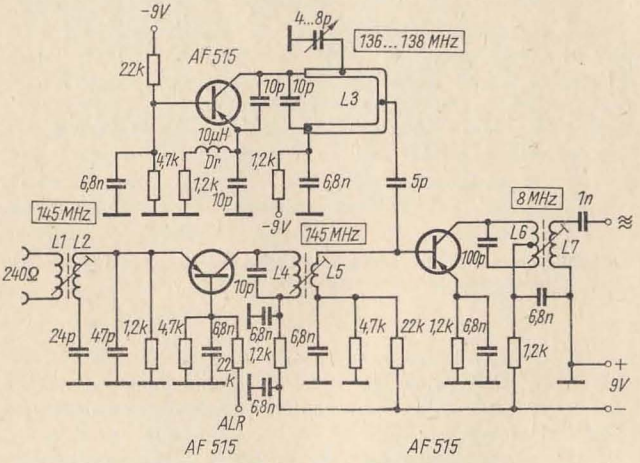



*Bild 2 Schaltung eines 2-m-Eingangsteiles für einen kombinierten 80/2-m-Fuchsjagdpeilsuper [3]*

Für den Nachbau eignen sich aus der DDR-Produktion die Transistoren *GF 145, GF 132* und *GF 181.* Die Spulenkörper haben einen Durchmesser von 6 mm, der Abgleichkern ist ein UKW-Typ oder besteht aus Aluminium. Folgende Windungszahlen werden verwendet: *L 1, L 5* — 1½ Wdg., 0,5 CuAg; *L 2, L 4* — 4 Wdg., 1,0 CuAg; *L 3* — 4,0 mm CuAg, 50 mm lang, 10 mm breit; *L 6* — 10 Wdg., 0,5 CuL, Anzapfung 5. Wdg.; *L 7* — 3 Wdg., 0,2 CuL, FM-ZF-Spulenkörper.

Ein 2-m-Eingangsteil mit Siliziumtransistoren für einen Peilsuper zeigt Bild 3. [4] Aus der Transistorfertigung der DDR eignen sich dafür die Transistoren *SF 240/245, SF 131/136* und *SS 216/218.* In der Schaltungsauslegung entspricht die Schaltung etwa Bild 2, die ZF ist 10 MHz. Die Oszillatorabstimmung erfolgt induktiv, für den Kondensator 20 pF kann aber auch ein Drehkondensator eingesetzt werden. Wird für den Aufbau eine gedruckte Schaltung vorgesehen, so sollte man die Drahtbrücken D einbauen. Man kann dann bequem den Kollektorstrom messen, der durch Verändern der mit Sternchen gekennzeichneten Basisvorwiderstände auf etwa 1 bis 2 mA einzustellen ist. Die verwendeten Spulenkörper haben einen Durchmesser von 8 mm (*L 2* und *L 5*). *L 1* — 2 Wdg., 0,5 CuAg isoliert, zwischen *L 2* gewickelt; *L 2* — 3,5 Wdg., 1,0 CuAg;

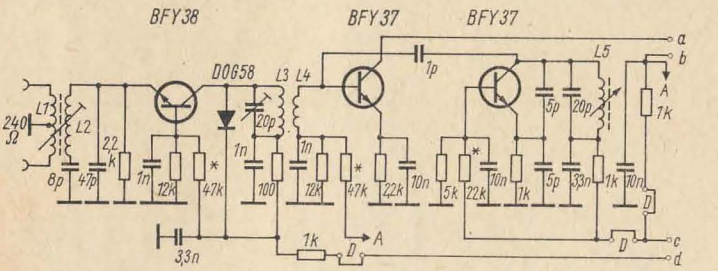



*Bild 3 Schaltung eines mit Siliziumtransistoren bestückten Eingangsteiles für einen 2-m-Peilsuper (siehe auch Bild 5 und Bild 7) [4]*

*L 3* — 2 Wdg., 1,0 CuAg, freitragend; *L 4* — 1 Wdg., 0,5 CuAg isoliert, zwischen *L 3* gewickelt; *L 5* — 1,5 Wdg., 1,0 CuAg, mit verschiebbarem UKW-Abgleichkern.

Eine 2-m-Eingangsschaltung mit 2 HF-Vorstufen in Basisschaltung ist im Bild 4 zu sehen, das Eingangssignal wird auf 4,5 MHz umgesetzt. [5] Die ganze Schaltung ist als 2-m-Peilkopf für einen kombinierten

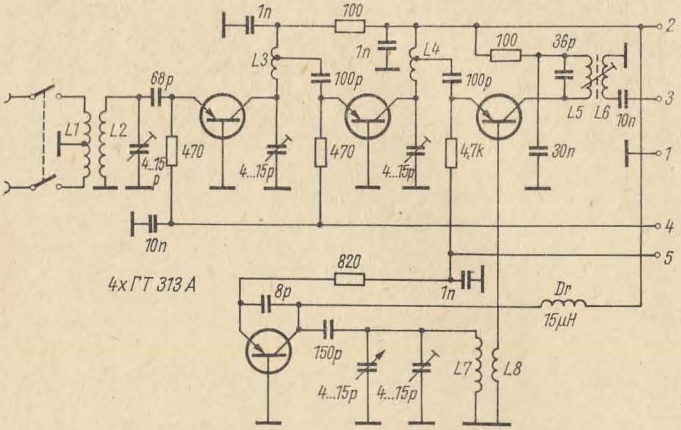



*Bild 4 Schaltung eines 2-m-Eingangsteiles für einen 80/10/2-m-Fuchsjagdpeilsuper (siehe auch Bild 6 und Bild 8) [5]*

Fuchsjagdempfänger ausgebildet. Außer dem kombinierten ZF-Teil (465 kHz und 4,5 MHz) und NF-Teil gehören austauschbar ein 2-m-Peilkopf, ein Peilkopf für 80 m und ein Peilkopf für 10 m zum Fuchsjagdempfänger. Aufgebaut werden kann das Eingangsteil mit den angegebenen sowjetischen Transistoren oder den DDR-Typen *GF 145/GF 132/GF 181.* Die verwendeten Spulenkörper haben einen Durchmesser von 5 mm. Es gelten folgende Spulendaten: *L 1* — 2×1 Wdg., 0,8 CuAg; *L 2* — 6 Wdg., 0,8 CuAg; *L 3, L 4* — 6 Wdg., 0,8 CuAg, Anzapfung bei 0,5 Wdg.; *L 5* — 3×18 Wdg., 0,12 CuL; *L 6* — 4 Wdg., 0,12 CuL, 3-Kammerkörper mit Abgleichkern; *L 7* — 6 Wdg., 0,8 CuAg; *L 8* — 1 Wdg., 0,8 CuAg.

### *3. Der ZF-Verstärker*

Das vom 2-m-Eingangsteil frequenzmäßig umgesetzte Eingangssignal wird in einem festabgestimmten ZF-Verstärker weiterverarbeitet und anschließend demoduliert. Bild 5 zeigt einen 3stufigen ZF-Verstärker für 10 MHz, für den auch industrielle FM-ZF-Filterkreise 10,7 MHz verwendet werden können. [4] Der Autor benutzte Fernseh-Filterspulenkörper mit einem Durchmesser von 8 mm. Für die Spulen *L 6, L 8, L 10* und *L 12* benötigt man 18 Wdg., 0,2 CuL, mit einer Anzapfung bei der 2. Wdg.;

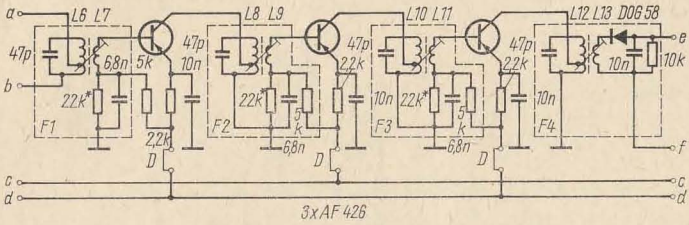



*Bild 5 ZF-Verstärker 10 MHz für einen 2-m-Peilsuper [4]*

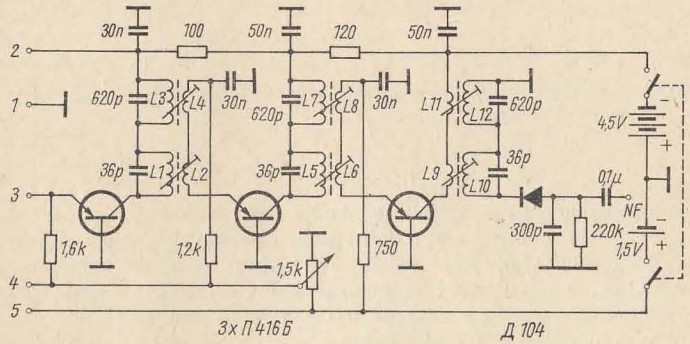



*Bild 6 Kombiniertes ZF-Teil 465 kHz und 4,5 MHz für einen kombinierten Fuchsjagdpeilsuper [5]*

bei *L 7*, *L 9* und *L 11* ist die Windungszahl 4 Wdg., 0,2 CuL, bei *L 13* sind es 6 Wdg., 0,2 CuL. Auf der Leiterplatte sind wieder die Drahtbrücken D vorzusehen, so daß man mit Hilfe der gekennzeichneten Basisvorwiderstände 22 kΩ bequem einen Emitterstrom von 1 bis 2 mA einstellen kann. Als Transistoren für den Nachbau sind die DDR-Typen *GF 130* und *GF 139* geeignet. Zur Demodulation von Telegrafiesignalen kann an den Demodulator ein abschaltbarer BFO (ZF-Überlagerer) angeschlossen werden. Dieser BFO-Oszillator muß auf der Frequenz 10 MHz ± 1 kHz schwingen.

Ein kombiniertes ZF-Teil für die Frequenzen 465 kHz und 4,5 MHz zeigt Bild 6. [5] Damit kann man wahlweise ein 80-m-Eingangsteil (das die Eingangsfrequenz auf 465 kHz umsetzt) oder ein 2-m-Eingangsteil (das die Eingangsfrequenz auf 4,5 MHz umsetzt) versehen. Alle Transistorstufen arbeiten in Basisschaltung, so daß kaum Neutralisationsprobleme für diesen ZF-Verstärker bestehen. Die einzelnen ZF-Kreise sind in Reihe geschaltet, wie man es vom AM/FM-Rundfunkempfänger her kennt. Als Transistoren eignen sich die DDR-Typen *GF 130* und *GF 139*. Die Spulenkörper sind 3-Kammer- bzw. 2-Kammerkörper mit Abgleichkern. Die Windungszahlen sind *L 1, L 5, L 10* – 3×18 Wdg., 0,12 CuL; *L 3, L 7, L 12* – 2 × 65 Wdg., 0,12 CuL; *L 2* – 2 Wdg., 0,14 CuL; *L 4* – 6 Wdg., 0,14 CuL; *L 6* – 3 Wdg., 0,14 CuL; *L 8* – 13 Wdg., 0,14 CuL; *L 9* – 18 Wdg., 0,14 CuL, *L 11* – 40 Wdg., 0,14 CuL. Mit dem Potentiometer 1,5 kΩ kann man die Eingangsempfindlichkeit des angeschlossenen Eingangsteils regeln. Der Demodulatorausgang ist hochohmig, das muß man beim Eingangswiderstand des nachfolgenden NF-Verstärkers berücksichtigen (siehe Bild 8). Zusätzlich hat der Autor in [5] einen Radiokompaß zur Peilhilfe vorgesehen sowie einen BFO und einen Multivibrator zum Telegrafieempfang. Das 80-m-Eingangsteil wurde in [1] bereits beschrieben.

### *4. Der NF-Verstärker*

Der Peilempfänger wird in den meisten Fällen mit einem Ohrhörer evtl. auch mit einem Kopfhörer betrieben. Dazu braucht der NF-Verstärker nicht aufwendig zu sein, es genügen 2 bis 3 Kleinleistungs-NF-Verstärkerstufen. Bild 7 zeigt den NF-Verstärker aus [4], dessen erste Stufe als S-Meter zur Feldstärkeanzeige arbeitet. Für die beiden *RC*-gekoppelten NF-Stufen und für das S-Meter kann man die DDR-Transistoren *GC 116/121* verwenden. Das Potentiometer 10 kΩ regelt die Emitterspannung und

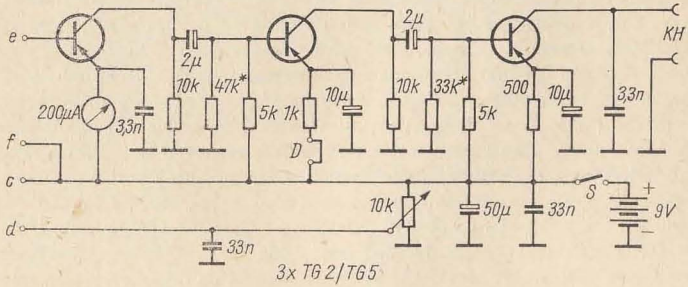



*Bild 7 NF-Verstärker für einen Peilempfänger (mit zusätzlicher S-Meter-Stufe) [4]*

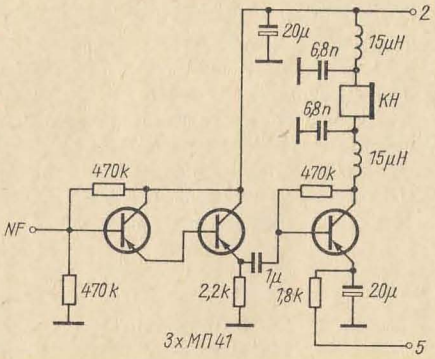



*Bild 8*
*NF-Verstärker mit hochohmigen Eingang zum Anschluß an hochohmige Demodulatorkreise [5]*

die Basisvorspannung für 2 ZF-Stufen und die HF-Vorstufe. Damit wird eine einfache Verstärkungsregelung erreicht, so daß auch Peilungen im Nahfeld des Fuchssenders möglich werden.

Einen hochohmigen Eingang hat die einfache NF-Verstärkerschaltung, die im Bild 8 vorgestellt wird. [5] Es eignen sich dafür ebenfalls die Transistoren *GC 116/121.* Zwischen den Anschlüssen 2 und 5 befindet sich die Stromversorgung, die bereits im Bild 6 gezeigt wurde. Der Anschluß des Ohr- bzw. Kopfhörers ist HF-mäßig entkoppelt, so daß die Verbindungsleitung nicht als Antenne wirken kann. Weitere für Peilempfänger geeignete NF-Verstärker wurden bereits in [1] vorgestellt.

### *5. Taschensuper als Nachsetzempfänger*

In [6] wurde die Kombination eines 2-m-Eingangsteiles mit einem Transistor-Taschensuper *Kosmos* als ZF- und NF-Verstärker vorgestellt. Das 2-m-Eingangsteil hat einen festen Oszillator, der auf der Frequenz 150 MHz schwingt. Ausgekoppelt wird die Frequenz 4 bis 6 MHz, die vom *Kosmos* auf 465 kHz nochmals umgesetzt wird. Die Schaltungsänderung am *Kosmos* zeigt Bild 9. Entfernt werden die Festkondensatoren und die Spulen von Eingangs- und Oszillatorkreis (einschließlich der Ferritantenne). Dann werden die Festkondensatoren gemäß Bild 9 eingelötet. Die neue Oszillatorspule hat einen Durchmesser von 6 mm und einen Abgleichkern, die Windungszahlen sind $L\,3' = 45$ Wdg., 0,1 CuL und $L\,4' - 2 + 1$ Wdg., 0,1 CuL (Emitter — Masse = 1 Wdg.). Der Abstimmbereich des Oszillators wird von 4,465 bis 6,465 MHz eingestellt. Für den Eingangskreis wird ebenfalls ein 6-mm-Spulenkörper mit Abgleichkern verwendet, er bildet aber den ZF-Kreis des 2-m-Eingangs-

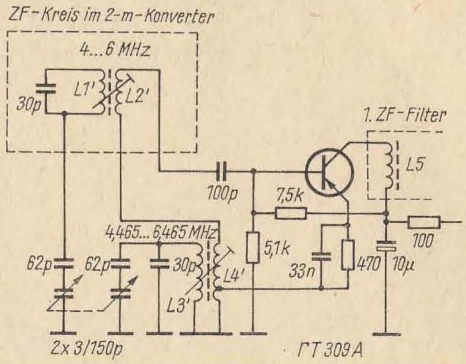



*Bild 9 Änderungen am Taschensuper Kosmos zur Verwendung als Nachsetzempfänger für einen 2-m-Peilsuper [6]*

teiles[1]. Dieser Kreis, abstimmbar von 4,0 bis 6,0 MHz, liegt damit im Kollektorkreis der 2-m-Mischstufe. 2-m-Eingangsteil und Platine des *Kosmos* werden in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht.

Neben dem preiswerten *Kosmos* dürften sich auch die Taschensuper *Orbita 1* und *Orbita 2* als Nachsetzempfänger für Fuchsjagd-Peilempfänger eignen, zumal sie bereits einen Kurzwellenbereich eingebaut haben, der eventuell nur einzuengen ist. Mit einem 80-m- oder einem 2-m-Peilkopf erhält man dann auf einfache Weise einen leistungsfähigen Fuchsjagdpeiler.

**Literatur**

[1] *Schubert, K.-H.:* Fuchsjagd-Empfängerpraxis für das 80-m-Band, Elektronisches Jahrbuch 1973, Militärverlag der DDR, Berlin 1972, Seite 138 bis 151.
[2] *Rothammel, K.:* Antennenbuch, 7. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969
[3] *Lachowski, Z.:* Fuchsjagdsuper für 80/2 m, Radioamator, Heft 4/1968, Seite 98, 103/104
[4] *Dzida, L.:* 2-m-Fuchsjagdsuper »FOX«, Radioamator, Heft 10/1972, Seite 253/254, 259/262
[5] *Kusmin, W.:* Fuchsjagdempfänger, Radio, Heft 6/1971, Seite 14/16, 20
[6] *Lengyel, G.:* »Kosmos« als Nachsetzer für 2-m-Peilsuper, Radiotechnika, Heft 2/1972, Seite 57/58

[1] ($L\,1'$ = 45 Wdg., 0,1 CuL; $L\,2'$ = 2 Wdg., 0,1 CuL).

*Dipl.-Ing. Andreas Hertzsch*
*DM 2 CBN*

# Umschaltbarer SSB-VFO mit Feldeffekttransistor

Der nachfolgend beschriebene VFO kommt in einem SSB-Transceiver mit einer Filterfrequenz von 6,1 MHz zum Einsatz und zeichnet sich besonders durch eine gute Frequenzkonstanz aus.

## Konzeption

Der VFO setzt sich aus einem Transistor- und einem Röhrenteil zusammen. Der Transistorteil besteht aus dem Oszillator und der Trennstufe. Der Röhrenteil setzt sich aus zwei Trennstufen und einem Verstärker für das VFO-Signal zusammen. Die Vorteile von FET-Transistoren in Oszillatorschaltungen sind oft in der Literatur erwähnt worden. Deshalb wird darauf hier nicht näher eingegangen.

Die Frequenzdrift des VFO ist besser 100 Hz/h. Das ist allerdings nur bei sehr stabilem Aufbau und guter Wärmeisolation zu erreichen. Die Wiederkehrgenauigkeit ist kleiner als $\pm$ 300 Hz für den höchstfrequenten Bereich. Dieser Nachteil des Mehrbereich-VFOs wird durch die wesentlichen Einsparungen an Quarzen und an Schaltungsaufwand einem Premixer-VFO gegenüber aufgewogen. Der umschaltbare VFO stellt eine brauchbare Lösung für Allbandgeräte dar. Industriell wurde er erfolgreich bei dem Transceiver *SWAN 350* eingesetzt. Der Röhrenteil soll durch zwei Trennstufen (*ECC 84*) eine sehr große Entkopplung von der Transistorschaltung bewirken und durch eine HF-Verstärkerstufe (*EF 80*) eine niederohmige HF-Spannung von $U_{\text{eff}} = 2{,}5$ V liefern. Der Transistorteil des VFO wird mit einer stabilisierten Gleichspannung von 12 V betrieben. Diese Spannung wird jedoch nochmals durch eine Z-Diode stabilisiert.

Die Röhrenstufen erhalten eine Betriebsspannung von etwa 300 V. Beim Mehrbereich-VFO treten naturgemäß verschiedene Ausgangsspannungen in den einzelnen Bereichen auf. Sie liegen hier bei 300 bis 600 mV am Ausgang des Transistorteils. Da zur Mischung mit dem SSB-Signal jedoch eine konstante Spannung von $U_{\text{eff}} \approx 2{,}5$ V im vorliegenden Anwendungsfall benötigt wird, nimmt man die Einstellung dieser Spannung in der VFO-Verstärkerstufe vor. Der VFO muß zu dem im Exciter

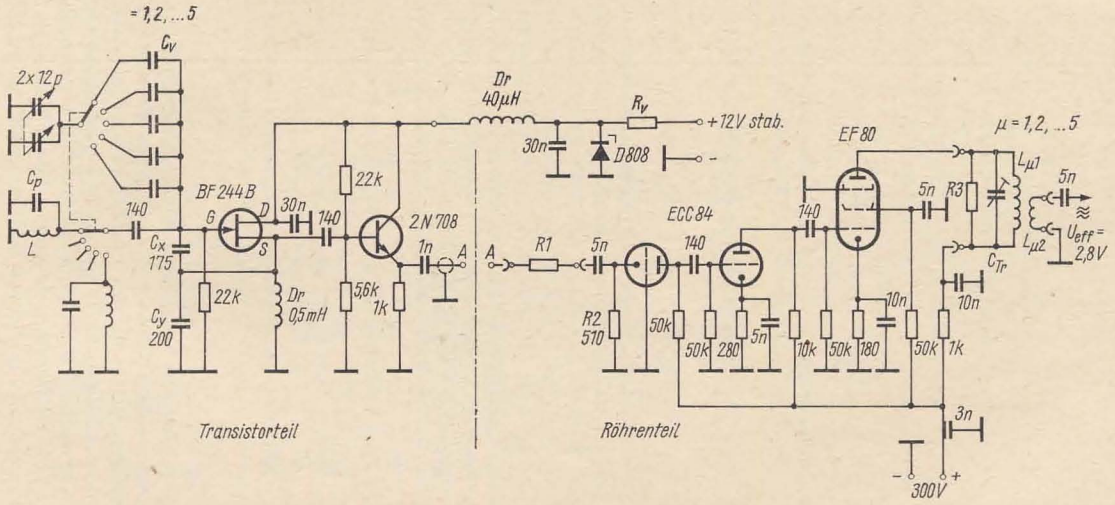



*Bild 1 Schaltung des beschriebenen SSB-VFOs*

**Tabelle 1**

| Frequenz/ MHZ | $C_{v\vartheta}$/pF | $C_{p\vartheta}$/pF | Spule $L$ Wdg. | Länge/mm | Draht | Körper-⌀, Material | Band |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 9,6···9,9 | 39 | 30 | 26 | 10 | 0,4 CuL | 3 Kammern, ohne Kern ⌀ 6 mm Polyst. | 80 m |
| 13,1···13,2 | 20 | 44 | 28 | 20 | 0,4 CuL | Keramik-zylinder ⌀ 6 mm | 40 m |
| 7,9···8,25 | 56 | 39 | 30 | 10 | 0,4 CuL | 3 Kammern, ohne Kern ⌀ 6 mm | 20 m |
| 14,9···15,35 | 18 | 5 | 28 | 20 | 0,4 CuL | Keramik-zylinder ⌀ 6 mm | 15 m |
| 21,9···23,6 | ∞ | 56 | 8 | 20 | 0,6 CuL | Keramik-zylinder ⌀ 6 mm | 10 m |

$\vartheta = 1,2, ..., 5$

**Tabelle 2**

| Frequenz/MHz | Spule $L\mu$ 1,2 Länge 45 mm | | | | $C_{Tr}$/pF | Band |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $L\mu1$ | Wdg. | $L\mu2$ | Wdg. | | |
| 9,6···9,9 | 100 | | 20 | | 5···30 | 80 m |
| 13,1···13,2 | 55 | | 18 | | 4···20 | 40 m |
| 7,9···8,25 | 120 | | 22 | | 5···30 | 20 m |
| 14,9···15,35 | 50 | | 16 | | 4···20 | 15 m |
| 21,9···23,6 | 25 | | 5 | | 4···20 | 10 m |

$\mu = 1,2, ..., 5$

erzeugten SSB-Signal von 6,1 MHz fünf passende Frequenzbereiche liefern, um direkt auf die Amateurbänder mischen zu können. Diese Mischung muß seitenbandrichtig erfolgen, wenn man mit nur einem Quarz und damit auch ohne Seitenbandumschaltung im Trägeroszillator auskommen will. Dies ist eine weitere Einsparung, die der umschaltbare VFO ermöglicht. Die sich ergebenden VFO-Frequenzbereiche sind in Tabelle 1 aufgeführt. Sie gelten bei Erzeugung des oberen Seitenbandes im SSB-Signalweg.

## Schaltung

### *Transistorteil*

Ein *Seiler*-Oszillator mit dem Feldeffekttransistor *BF 244* (SU-Import *KP 301 G*) erzeugt die VFO-Frequenz. Die anschließende Emitterfolgerstufe ist mit dem Siliziumtransistor *2 N 708* bestückt. Ein Dimensionierungsproblem ist der kapazitive Spannungsteiler *C*x/*C*y am Gate-Anschluß des FET, weil der Oszillator insgesamt in einem Bereich von 7 bis 24 MHz schwingen muß. Man kann *C*x und *C*y durch Erweiterung des Bereichsschalters um 1 oder 2 Ebenen mit umschalten. Allerdings bringt das zusätzliche Frequenzverwerfungen. Die in der Schaltung angegebenen Werte stellen einen brauchbaren Kompromiß dar. Durch den niederohmigen Ausgang am Emitterfolger wird der Anschluß von abgeschirmten Kabel unproblematisch.

Die Werte der Schwingkreiselemente sind Tabelle 1 zu entnehmen.

### *Röhrenteil*

Die Schaltung besteht aus einer Trennstufe in Gitterbasis-Schaltung, gefolgt von einer Trennstufe in Katodenbasisschaltung. Beide haben nur eine geringe Verstärkung. Die sich anschließende selektive HF-Verstärkerstufe ist schaltungstechnisch einfach, die Dimensionierung der Schaltung weitgehend unkritisch. Die Schwingkreise in der Anode der EF 80 werden für jeden Bereich umgeschaltet. Innerhalb eines Bereiches werden sie nicht nachgestimmt. Deshalb müssen sie relativ breitbandig sein. Dazu dient der Dämpfungswiderstand *R* 3. Man erhält bei richtiger Einstellung von *R* 1 und *R* 3 in jedem Bereich einen Amplitudengang von höchstens 2 %.

Falls in einem Bereich eine relativ große Ansteuerung vom Transistorteil vorliegt, müßte man *R* 3 so klein wählen, daß die selektiven Eigenschaften des Schwingkreises weitgehend verlorengehen (Neben- und Oberwellendämpfung sinken; BCI, TVI!). Um das zu verhindern, verringert man mit *R* 1 die HF-Spannung entsprechend. *R* 1 wirkt mit *R* 2 als Spannungsteiler. *R* 1 wird für jeden Bereich umgeschaltet; *R* 1 kann auch Null sein (Drahtbrücke).

Über $L_{\mu^2}$ wird das VFO-Signal mit einer konstanten Amplitude von $U_{\text{eff}} = 2{,}8$ V ausgekoppelt. Durch die abgeschirmte Leitung zur Mischstufe im SSB-Transceiver tritt dann nochmals ein HF-Spannungsabfall von 0,3 V auf. Damit liegen dann an der Mischstufe die erforderlichen $U_{\text{eff}} = 2{,}5$ V.

## Aufbau

### *Transistorteil*

Es ist in einem kalten Thermostaten untergebracht. Dieser besteht aus einer Grundplatte aus Aluminium (5 mm stark) und einer Aluminiumplattenverkleidung (10 mm stark). Als Drehko wurde ein UKW-Doppeldrehko mit einer Kapazität von $2 \times 12$ pF verwendet. Zur Umschaltung der Bereiche wurde ein handelsüblicher Drehschalter mit 2 Ebenen benutzt (Ag-Kontakte, HP-Isolation). Er zeigt keine Störanfälligkeit. Die Wickeldaten und Kennwerte für die Spulen sind Tabelle 1 zu entnehmen. Sie stellen Richtwerte dar.

Die Spulen der Schwingkreise müssen möglichst weit voneinander entfernt und entkoppelt aufgebaut werden. Der Spulenaufbau ist bei Verwendung von Feldeffekttransistoren gegenüber bipolaren Transistoren unkritischer, da der Schwingkreis fast nicht bedämpft wird. Dadurch ist auch ein sauberer Grobabgleich mit Dip-Meter (Passivmessung) möglich. Es wurden keine Trimmer verwendet, sondern feste Kondensatoren eingelötet. Die Verdrahtung der Schaltung erfolgte auf einer gerade vorhandenen gedruckten Schaltungsplatine. Man wähle möglichst einen zentralen Massepunkt für die Verdrahtung der Schwingkreiselemente. Dadurch werden unkontrollierbare Schleifenbildungen und Phasendrehungen vermieden.

Die Stabilisierung der Stromversorgung und die HF-Verdrosselung des Transistorteils sind neben dem Alukasten auf einem Lötösenbrettchen aufgebaut. Das ist raumsparend, und eine Wärmeabgabe der Z-Diode und des Vorwiderstandes an die Oszillatorschaltung wird verhindert.

### *Röhrenteil*

Es ist in einem ausgedienten FS-Trommelkanalwähler untergebracht. Man spart viel Arbeit beim Aufbau der Röhrenstufen, da bereits Röhrenfassungen, Abschirmungen und die Umschaltung der Schwingkreise vorhanden sind. Die im Kanalwähler vorgesehene Verdrosselung der Heizspannungsleitungen und die Durchführungskondensatoren können verbleiben. Alle anderen Bauelemente werden entfernt. In dem Teil des Tuners, wo sich die Segmente mit 5 Kontakten befinden, werden die beiden Stufen der *ECC 84* verdrahtet. In den dazugehörigen Segmenten ist der jeweils experimentell zu ermittelnde Widerstand *R* 1 einzulöten.

In dem verbleibenden Teil des Tuners wird die Verstärkerstufe mit der *EF 80* verdrahtet. Als Spulenkörper für die Schwingkreise werden die Original-HP-Spulenkörper der Kanalwähler-Segmente benutzt. Der Messingkern ist zu entfernen. Die Trimmer werden direkt auf die Segmente gelötet.

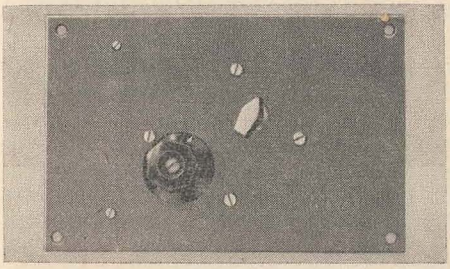


*Bild 2*
*Vorderansicht des Transistorteils des SSB-VFOs*

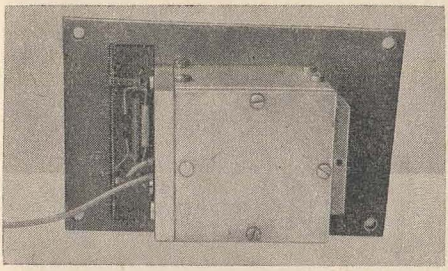


*Bild 3*
*Rückansicht des Transistorteils des SSB-VFOs*

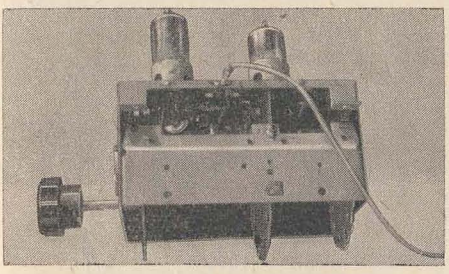


*Bild 4*
*Vorderansicht des Röhrenteils des SSB-VFOs*

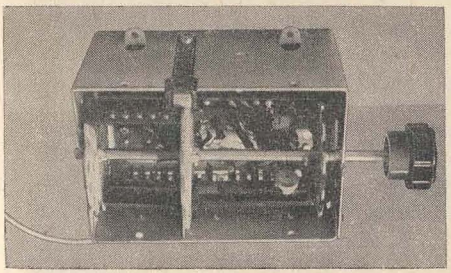


*Bild 5*
*Unteransicht des Röhrenteils des SSB-VFOs*

Der Abgleich auf die Bereichsmitte erfolgt jeweils mit $C_{Tr}$. Das VFO-Signal wird am Ausgang über ein abgeschirmtes Kabel entnommen.

Die exakte Eichung des VFO ist ohne entsprechende Meßgeräte (am besten Zählfrequenzmesser) schwer durchzuführen. Mit einem guten Amateurempfänger in Verbindung mit einem Quarzeichgenerator 100 kHz/10 kHz ist ein für den Amateur brauchbarer Kompromiß zu erreichen. Dazu muß das VFO-Signal allerdings auf die Amateurbänder gemischt werden. Das ist ohnehin notwendig, so daß man mit dem exakten Abgleich des VFO warten sollte, bis die zur Mischung notwendigen Stufen aufgebaut sind.

**Literatur**

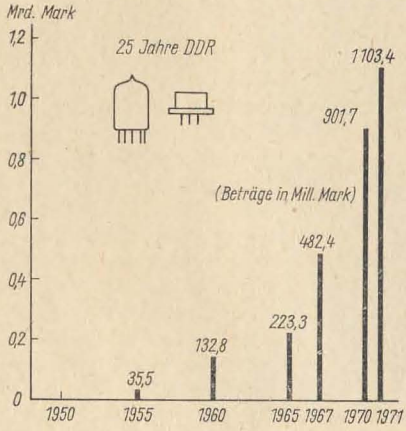

[1] *Schubert, K.-H.:* Praktische Schaltungen für den Funkamateur, Elektronisches Jahrbuch 1972, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971, Seite 192 bis 194

[2] SSB-QTC, FUNKAMATEUR 1969, Heft 1, Seite 41

[3] *Schlegel, E.:* Transistorisierter 5-Band-Transceiver, FUNKAMATEUR, 1969, Heft 2, Seite 81

[4] »Aus der internationalen Schaltungspraxis«, FUNKAMATEUR, 1970, Heft 6, Seite XXIV

[5] »In anderen Zeitschriften geblättert«, FUNKAMATEUR, 1971, Heft 11, Seite 559

# Der Schwingquarz in der Transistorschaltung

*Dr. Walter Rohländer*
*DM 2 BOH*

Bei der Suche nach quarzstabilisierten Schwingschaltungen für einen SSB-Transceiver in Transistortechnik schien es zweckmäßig, einmal die jüngere Literatur durchzublättern und den Stand der Technik auf diesem Gebiet kennenzulernen. Dabei sei nicht verhehlt, daß nur auf solche Schaltungsbeispiele zurückgegriffen wurde, die mit aktiven modernen Bauelementen wie Transistoren und Feldeffekttransistoren ausgerüstet waren. Das Studium der Literatur war umfangreich, so daß die gewonnenen Ergebnisse zusammenfassend und mit praktischen Beispielen verbunden einem größeren Interessentenkreis unterbreitet werden sollen. Dabei wird im wesentlichen auf eine umfassende Theorie verzichtet, jedoch jede Schaltung so besprochen, daß ihre Funktionsweise erkennbar wird.

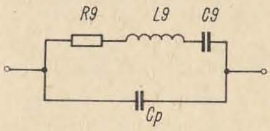



*Bild 1*
*Ersatzschaltbild des Schwingquarzes*

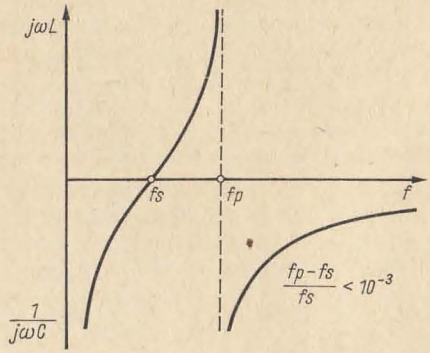



*Bild 2*
*Verlauf des Blindwiderstandes eines Quarzes in Abhängigkeit von der Frequenz*

Zum Verständnis einer jeden Schwingquarzschaltung muß man vom Ersatzschaltbild des Quarzes ausgehen und sich den Blindwiderstandsverlauf in das Gedächtnis zurückrufen (Bild 1 und Bild 2). Das Ersatzschaltbild zeigt, daß der Quarz zunächst durch einen Serienkreis von $R_q$, $C_q$ und $L_q$ – nur vom Quarz abhängige Größen (!) – dargestellt wird, und daß eine Kapazität $Cp$ existiert, die aus der Kapazität des Quarzhalters und der Schaltung herrührt. Ein Begriff von den Größenordnungen sei gegeben. Es sind $R_q$ 1 bis 1000 Ω, $C_q$ 0,001 bis 0,01 pF, $L_q$ 1 bis 1000 H und $C_p$ stets größer als einige pF. Man kann sich nun leicht vorstellen, daß die Serienschaltung eine Serienresonanzstelle ergibt, daß aber durch $C_p$ noch eine Parallelresonanzstelle auftritt, die in der Frequenz stets höher liegt als die Serienresonanzstelle (da das gleichfalls wirkende $C_q$ durch $C_p$ – beide liegen in Serie – verkürzt wird).

Beide Resonanzstellen liegen sehr dicht beieinander, da $C_q$ sehr klein ist und durch $C_p$ nur sehr gering verändert wird. Der Frequenzabstand liegt also stets unter $10^{-3} f_s$. In der Darstellung des Blindwiderstandsverlaufes mußte dieser geringe Abstand gespreizt abgebildet werden. Bedingt durch weitere mechanische Resonanzen des Schwingquarzes findet man im Blindwiderstandsverlauf – in Bild 2 nicht dargestellt – zu den höheren Frequenzen hin weitere Serien- und Parallelresonanzstellen, die bei Oberwellenschwingern praktisch genutzt werden.

Zur Beurteilung des Frequenzverhaltens einer Quarzschaltung muß man noch wissen:

1. Die Serienschaltung einer Kapazität zum Schwingquarz verschiebt die Serienresonanz nach den höheren Frequenzen, da hierdurch der Einfluß von $C_q$ verkleinert wird. Auch die Parallelresonanz wandert nach einer höheren Frequenz, da der Einfluß der Schaltkapazität auf $C_p$ kleiner wird.
2. Die Serienschaltung einer Induktivität zum Schwingquarz verschiebt die Serienresonanz nach den tieferen Frequenzen, da hierdurch $L_q$ geringfügig vergrößert wird. Mit dem Serien-$L$ kann man die Schaltkapazität wegstimmen, wobei die Parallelresonanz der Schwingschaltung nach den höheren Frequenzen wandert, da $C_p$ kleiner wird.
3. Die Parallelschaltung einer Kapazität zum Schwingquarz verschiebt die Parallelresonanz nach den tieferen Frequenzen, da der Einfluß von $C_q$ vergrößert wird. Die Serienresonanz wird nicht beeinflußt.
4. Durch Parallelschaltung einer hochwertigen Induktivität zum Schwingquarz kann $C_p$ weggestimmt werden. Dadurch wird $C_q$ bei Parallelresonanz voll wirksam, d. h., die Parallelresonanzstelle wandert dabei nach den tieferen Frequenzen. Die Serienresonanz bleibt unbeeinflußt.

Punkt 4 ist besonders für Filterschaltungen wichtig, wo der Quarz in Serienresonanz betrieben wird, da $C_p$ im Sperrbereich die Sperrwirkung

durch Nebenschluß beträchtlich (besonders bei hochfrequenten Filterschaltungen) herabsetzen kann! Für in Parallelresonanz betriebene Schwingschaltungen ist Punkt 3 insofern von Bedeutung, da vom Hersteller die Sollfrequenz so abgeglichen wird, daß sie bei einer Bürdekapazität erreicht wird, die in der Schaltung parallel zu $C_p$ liegt (Parallellufttrimmer).

Den praktischen Schaltungen sei noch die Klärung einiger Begriffe vorangestellt.

**Alterung:** Bedingt durch den Herstellungsprozeß eines Schwingquarzes unterliegen diese bei Lagerung und Betrieb einer gewissen Alterung, die sich in einer Änderung der Istfrequenz ausdrückt. Sie liegt in den ersten Monaten bei $1 \cdot 10^{-6}$ und wird später geringer. Gute Quarze sind vom Hersteller gealtert.

**Belastung:** Wie in jedem Oszillatorschwingkreis fließt auch durch den Schwingquarz ein Strom, der in $R_q$ zu Verlusten und damit zur Quarzerwärmung führt. Für höchste Stabilität der Schwingfrequenz gibt es bestimmte Maximalbelastungen, ausgedrückt bei Parallelresonanz durch $U^2/Rq$ und bei Serienresonanz durch $I^2 \cdot Rq$. Es gelten folgende nicht zu überschreitende Richtwerte:

| | | |
|---|---|---|
| Dreipolige Biegeschwinger | (1 kHz··· 50 kHz) | 0,1 mW |
| Längsschwinger | (50 kHz··· 150 kHz) | 1 mW |
| Flächenscherschwinger | (150 kHz··· 1000 kHz) | 0,5 mW |
| Dickenscherschwinger | (1000 kHz··· 100 MHz) | 2··· 5 mW |

Diese Werte sind bei Thermostatenbetrieb auf die Hälfte zu verringern.

**Grundwellenschwinger:** Die Quarzplatte oder der Quarzstab schwingen auf ihrer mechanischen Grundfrequenz. Der Sollfrequenzwert ist stets in kHz aufgedruckt. Die Schaltung erfolgt bis 100 kHz vorzugsweise in Serienresonanz, ab 100 kHz bis 30000 kHz in Parallelresonanz.

**Istfrequenz:** Der Schwingquarz in der Schaltung schwingt auf einer Arbeitsfrequenz = Istfrequenz.

**Nennfrequenz oder Sollfrequenz:** Die Prägung auf dem Quarzhalter entspricht der Nennfrequenz. Diese kann durch geeignete Schaltungsmaßnahmen stets erreicht werden.

**Oberwellenschwinger:** Die Quarzplatte oder der Quarzstab schwingen auf einer mechanischen Oberwelle, und zwar auf einem stets ungeraden Oberton (3., 5. bis 9. Oberton). Oberwellenschwinger sind nur in Serienresonanzschaltung (!) zu verwenden. Der Frequenzwert ist stets in MHz aufgedruckt, und nur bei dieser Frequenz ist die Amplitude am

größten und stabilsten. Aperiodische Schaltungen, wie bei Grundwellenschwingern, sind nicht möglich. Im Kollektorkreis ist stets ein auf den Oberton abgestimmter Schwingkreis zu finden. Ein Grundwellenquarz sollte nicht in eine Obertonschaltung eingesetzt werden. Der Obertonquarz ist hier dem Grundwellenquarz in der Stabilität der Schwingfrequenz überlegen.

*Praktische Schaltungen*

*Quarzprüfer* [1]

In dieser Schaltung schwingen Quarze von 3 bis 100 MHz auf ihrer Grundwelle in Parallelresonanz (auch Oberwellenquarze!). Vom Emitterwiderstand wird gleichphasig Leistung dem kapazitiven Spannungsteiler des Schwingkreises rückgekoppelt, so daß die Selbsterregungsbedingungen eingehalten werden. Schwingt ein Quarz in dieser Schaltung, so wird das am Emitter von T 1 ausgekoppelte HF-Signal nach Spannungsverdopplungsgleichrichtung der Basis von T 2 einen positiven Strom einprägen und diesen Transistor öffnen, so daß die Lampe aufleuchtet als Kriterium des schwingenden Quarzes.

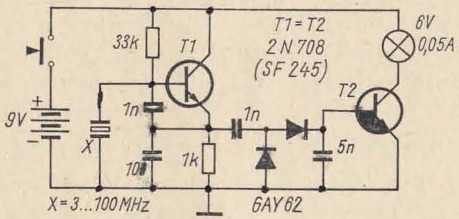



*Bild 3* *Quarzprüfer*
*Die Transistoren 2 N 708 (T1 und T2) können durch den SF 245 ersetzt werden. Geeignet sind weiterhin SF 215, SF 216, SF 240, SS 216, SS 218 und SS 219*

*Aperiodischer Oszillator für Grundwellenschwinger* [2]

Auch hier arbeitet der Quarz in Parallelresonanz. $C\,1 = C\,2$ sind dem Parallelresonanzkreis parallelgeschaltet und bilden die bekannte Dreipunktschaltung *(COLPITS)*. Mit dem Trimmer von 60 pF wird die Serienschaltung $C\,1 - C\,2$ in ihrer Wirkung auf $C$p herabgesetzt und die Istfrequenz auf die Nennfrequenz gezogen.

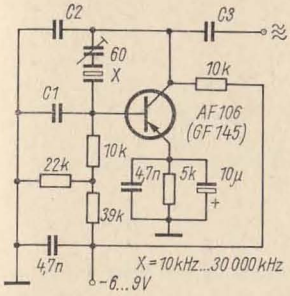



*Bild 4*
*Aperiodischer Oszillator für Grundwellenquarze*

| *f(kHz)* | *C1 = C2 = C3(pF)* |
|---|---|
| *10··· 50* | *4000···2000* |
| *50··· 200* | *2000···1000* |
| *200··· 1000* | *1000··· 400* |
| *1000···10000* | *400··· 40* |
| *10000···30000* | *40··· 10* |

*Statt des AF 106 verwenden wir GF 145 bis GF 147. Bei Einsatz von npn-Typen ist die Versorgungsspannung umzupolen!*

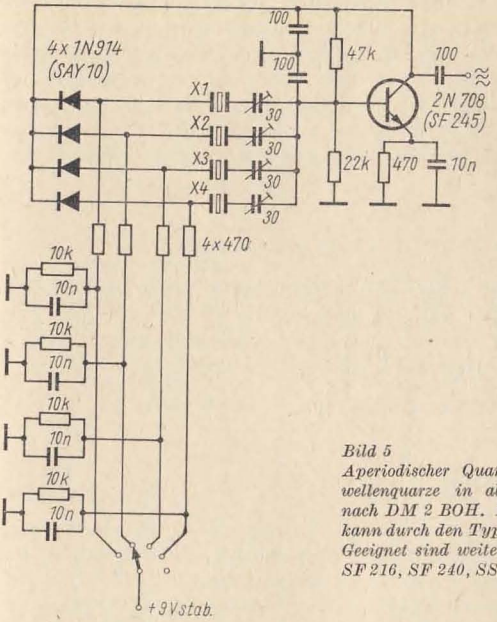



*Bild 5*
*Aperiodischer Quarzoszillator für Grundwellenquarze in abgewandelter Schaltung nach DM 2 BOH. Der Transistor 2 N 708 kann durch den Typ SF 245 ersetzt werden. Geeignet sind weiterhin die Typen SF 215 SF 216, SF 240, SS 216, SS 218 und SS 219*

Eine etwas abgewandelte Schaltung (Bild 5) mit Diodenumschalter für 10 verschiedene Quarze eignet sich vorzüglich für einen SSB-Transceiver mit 9-MHz-ZF und 5···5,5-MHz-VFO. Sie wurde in dieser Form bereits vom Autor getestet. Eine ähnliche Schaltung wird auch für die

Seitenbandquarze eingesetzt. Bei Verwendung von anderen Transistoren, die stets eine $f_T$-Grenzfrequenz von 300 MHz haben sollten, muß evtl. der Basisspannungsteiler neu eingestellt werden, so daß die Schaltung mit Quarzen zwischen 5000 kHz und 35000 kHz stets sicher schwingt. Die beiden 100-pF-Kondensatoren sind evtl. durch kleinere oder größere Paare zu ersetzen. Oberwellenquarze schwingen in dieser Schaltung stets auf ihrer Grundfrequenz (!). Für höchste Stabilität ist mindestens eine Trennstufe mit aperiodischem Eingang erforderlich.

*BFO für 9 MHz* [3]

Hier arbeitet der Quarz in Serienresonanzschaltung und kann durch den kleinen Drehkondensator um etwa 5 kHz gezogen werden. Der Transistor arbeitet im Resonanzpunkt in Basisschaltung, die Basis wird durch den Quarz an Masse gelegt. Die Rückkopplung erfolgt zwischen Kollektorkreis und Emitter über die Kollektor-Emitter-Kapazität, die bei sehr guten HF-Transistoren mit sehr kleiner Kollektor-Emitter-Kapazität evtl. durch äußere Zuschaltung eines Kondensators von wenigen pF vergrößert werden muß. Der Emitterkondensator muß für optimalen Schwingungseinsatz bei Verwendung anderer Si-HF-Transistoren mit über 100-MHz-$f_T$-Grenzfrequenz verkleinert bzw. vergrößert werden.

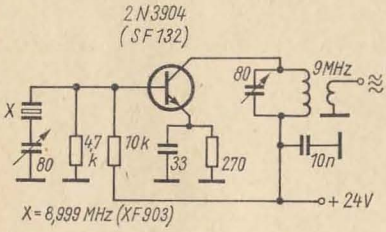



*Bild 6*
*9-MHz-BFO-Schaltung. Der Schwingkreis ist auf 9 MHz abzustimmen. Der Transistor 2 N 3904 kann durch jeden HF-Si-Transistor mit über 100-MHz-$f_T$-Grenzfrequenz, z. B. SC 207 oder SF 132, ersetzt werden*

*8-MHz-VXO für 2-m-Sender* [4]

Es ist nicht leicht ersichtlich, jedoch eindeutig, der Quarz schwingt hier in Parallelresonanz. Würde man $L$ kurzschließen, so fände man leicht die Schwingbedingungen in der Dreipunktschaltung *(COLPITS)* – Erdung der Mitte des Splitdrehkondensators – wieder. $L$ und $C$ können zum Ziehen des Quarzes verwendet werden. Mit $L$ wird $C$, in Parallelschaltung zum Quarz betrachtet, verkürzt, und zwar durch Teilkompensation der kapazitiven Reaktanz. $L$ verschiebt die Parallelresonanz dadurch nach den höheren Frequenzen, wie dieses auch bei Verkleinerung des Kondensators $C$ der Fall ist. Bei 18facher Vervielfachung (3-3-2) erreicht man mit 8 MHz das 2-m-Band. Mit einem guten 8000-kHz-Quarz läßt sich die

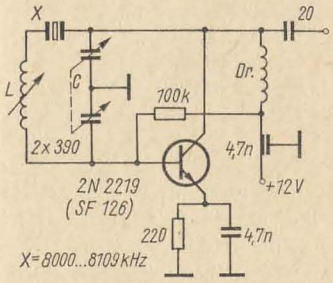



*Bild 7*
*8-MHz-VXO für 2-m-Sender. L beträgt 20···25 µH und Dr 500 µH. Den Transistor 2 N 2219 ersetzen wir durch den Typ SF 126*

Frequenz im 2-m-Band um etwa 100 kHz ziehen ohne einen merklichen Verlust an Stabilität. In der Originalveröffentlichung wird empfohlen, $C$ zu rasten, also in Stufen zu verdrehen, und mit $L$ die Verstimmung vorzunehmen. Das bleibt jedoch der Experimentierkunst des Funkamateurs überlassen. Als Transistor wird ein Si-npn-Typ empfohlen, dessen $f_T$-Grenzfrequenz über 100 MHz liegen soll bei einer Kollektorverlustleistung von 500 mW. Die Drossel hat mindestens 500 µH. Dem VXO folgt eine Verdreifacherstufe auf 24 MHz.

### *BUTTLER-Oszillator für Oberwellenquarze* [5]

Die Emitter-Emitter-Strecke beider Transistoren bildet den Rückkopplungszweig in dieser Oszillatorschaltung. Der Quarz wird in Serienresonanz betrieben. Mit dem $LC$-Kreis wird auf die gewünschte Oberwelle (1., 3., 5., 7., 9. Oberton) abgestimmt. Die Schaltung arbeitet mit Quarzen

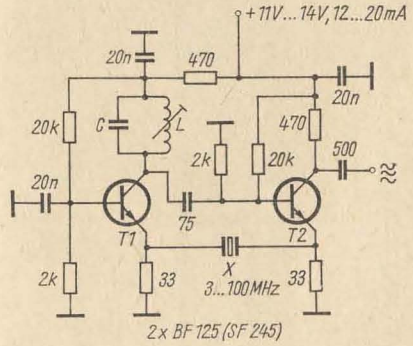



*Bild 8*
*BUTTLER-Oszillator für Oberwellenquarze (3···100 MHz). Die Größenordnung von C beträgt bei 3 MHz 1 nF, bei 15 MHz 100 pF und bei 30 MHz 20 pF (siehe auch Text)*

zwischen 3 und 100 MHz. Oberhalb 20 MHz sollte man parallel zum Quarz mit einer Induktivität $C$p wegstimmen. Mit einem Serien-$C$ zum Quarz kann dieser nach hohen Frequenzen gezogen werden oder mit einem Serien-$L$ nach tieferen Frequenzen (wichtig für Eichoszillatoren). Will man diese Schaltung als 100-kHz-Eichnormal betreiben, was durchaus möglich ist, so sollte die Basis von T 1 wenigstens mit 1 µF an Masse gelegt werden (kein Elko!). In den Weg Kollektor T 1 – Basis T 2 ist ein 1-nF-Kondensator (Styroflex) zu legen. Ferner sind beide Emitterwiderstände auf 500 Ω zu vergrößern und die Basis-Masse-Widerstände mit etwa 10 Ω zu wählen. Der $LC$-Kreis wird jedoch hier ziemlich voluminös ($L$ etwa 2 mH und $C$ etwa 1 nF), kann aber nicht entfallen, wenn am Ausgang eine Sinusschwingung stehen soll. Die Transitfrequenz des Transistors soll die 3fache Obertonfrequenz des Quarzes sein.

*100-kHz-Eichnormal* [2]

Diese Schaltung ist schon älteren Datums. Der Quarz arbeitet in Serienresonanz und liegt im Rückkopplungsweg Kollektorkreis – Emitter. Die am Emitter erforderliche Phasendrehung von 180° wird dadurch erreicht, daß der Schwingkreis bei Resonanz leicht kapazitiv ist – Kreisresonanz geringfügig niedriger als Istfrequenz – und der Quarz noch einen geringfügigen induktiven Blindwiderstand aufweist (siehe Bild 2; $f > fs$). Mit einem Serien-$C$ zum Quarz (Trimmer bis 100 pF) kann die Istfrequenz auf die Nennfrequenz gezogen werden. Eine aperiodische Pufferstufe ist immer erforderlich. Einfache Germanium-pnp-Transistoren mit einer $f_T$-Grenzfrequenz von 2 MHz erfüllen in dieser Schaltung voll ihre Aufgabe. Ein aperiodischer Oszillator nach Bild 4 kann naturgemäß auch als Eichnormal eingesetzt werden!

*Einfache aperiodische Quarzschaltungen* [6, 7]

Bild 10 bietet eine Schaltung, von der man sagen kann, einfacher geht es nicht. Hier arbeitet der Quarz in Parallelresonanz, und die zu denkende Dreipunktschaltung wird aus den Verteilungskapazitäten Basis-Emitter

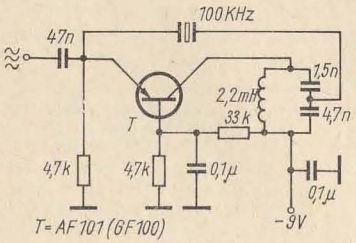
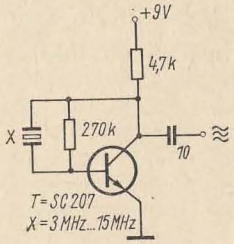



*Bild 9*
*100-kHz-Eichoszillator-Schaltung*



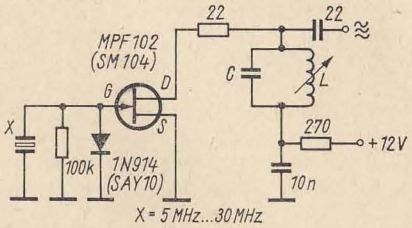




*Bild 10* *Einfacher aperiodischer Quarzoszillator, als Transistor setzen wir den Typ SC 207 (!) ein*

*Bild 11* *Einfacher aperiodischer Quarzoszillator mit FET; ausgewählte SM 104 können evtl. den MPF 102 ersetzen*

und Kollektor-Emitter gebildet. Es soll in dieser Schaltung jeder Grundwellenquarz zwischen 3000 und 15000 kHz arbeiten. Oberwellenschwinger schwingen auf ihrer Grundfrequenz! Diese Oszillatorschaltung ist vorzugsweise für Konverter gedacht. Der Si-npn-Transistor soll eine $f_T$-Grenzfrequenz von etwa 100 MHz haben, und die Stromverstärkung B soll 50 übersteigen.

Bild 11 zeigt eine einfache Oszillatorschaltung für Oberwellenquarze, die allerdings hier in Parallelresonanz betrieben werden, oder für Grundwellenquarze. Das aktive Element ist ein Feldeffekttransistor. Der *LC*-Kreis wird auf die Quarz-Grundfrequenz oder dessen 3., 5., 7., 9. oder 11. Oberton abgestimmt. Diese Schaltung ist hervorragend für den UKW-Amateur geeignet. Die Schwingungserzeugung erfolgt gemäß dem *HUTH-KÜHN*-Prinzip über die Drain-Gate-Kapazität (vergleichbar mit Gitter-Anoden-Kapazität bei Röhren). Höchste Stabilität dieses Oszillators erzielt man, wenn das Gate über eine HF-Si-Schaltdiode mit Masse verbindet. Dabei soll die Anode der Diode am Gate liegen. Eine vergleichbare Schaltung kann man mit dem MOSFET *SM 104* aufbauen.

**Literatur**

[1] —: Kontrola kristala kvarca, Radioamater 25 (1971), Heft 6, Seite 187; nach Electronic Design 1970, Oktoberheft
[2] *Berg, R.:* Quarz-Report, OM **89** (1971), Heft 2
[3] *Hayward, W.:* A second-generation MOSFET receiver, QST **54** (1970), Heft 12 Seite 11 bis 19
[4] *Pelhate, M.:* Un VXO a transistors, OM **38** (1970), Heft 2
[5] *Bissinger, N.:* Der Buttler-Oszillator, OM **39** (1971), Heft 4
[6] *Lisle, L.:* New life for the all-american five, QST **55** (1971), Heft 6, Seite 27 bis 31
[7] *DeMaw, D.:* More thoughtson solid-state receiver design, QST **55** (1971), Heft 1 Seite 11 bis 20

*Ing. Hans-Uwe Fortier*
*DM 2 COO*

# 2-m-SSB-Endstufe mit 2 × PL 500

Vielen UKW-Funkamateuren wird diese Endstufe aus Stationsbeschreibungen anderer OMs schon dem Namen nach bekannt sein.

Bei der Röhre *PL 500* handelt es sich speziell um eine Endpentode für die Zeilenablenkung im Fernsehempfänger. Sie hat daher keine ausgesprochenen HF-Eigenschaften. Für ihren Einsatz als PA-Röhre spricht ihre Niederohmigkeit, d.h., sie benötigt für einen hohen Anodenstrom nur eine geringe Anodenspannung. Der Anodenspitzenstrom beträgt immerhin 440 mA, die maximale Anodenspannung liegt bei 500 V. Diese Spannung läßt sich durch Spannungsverdopplung aus der Netzspannung gewinnen. Bei dieser Art der Anodenspannungserzeugung ist aber zur Vermeidung von Unfällen unbedingt auf die gesetzlichen Bestimmungen zu achten. Es empfiehlt sich immer der Einsatz eines Trenntransformators.

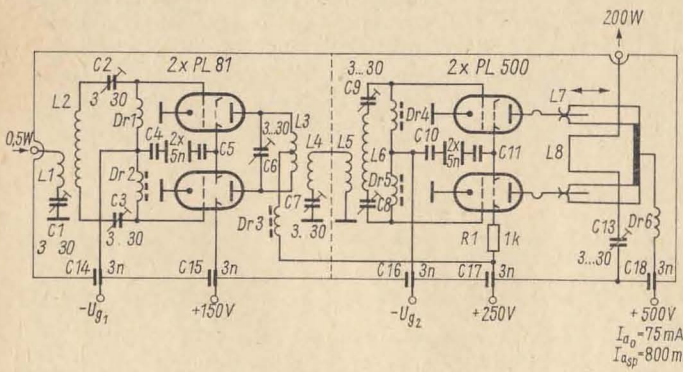



*Bild 1 Schaltung der 2-m-SSB-Endstufe. Nur der rechts von der Trennungslinie befindliche Teil ist im Gehäuse untergebracht*

Nun zu der Schaltung (Bild 1) der SSB-Endstufe für das 2-m-Band. Es werden 2 *PL 500* in Gegentaktschaltung verwendet. Die Schaltung unterscheidet sich nicht von den Schaltungen, die auch für Doppeltetroden wie *SRS 4451* bzw. *SRS 4452* angegeben werden. Die gitterseitige Symmetrie wird mit den beiden Trimmern *C* 8 und *C* 9 eingestellt. Der Anodenschwingkreis besteht aus einem induktiv abgestimmten *Lecher*-System (Bild 2). Die HF-Leistung wird induktiv über eine Schleife ausgekoppelt. Mit dem Drehkondensator *C* 13 werden vorhandene Blindkomponenten kompensiert. Er dient also zur Anpassung der PA-Stufe an die Antenne.

Die beiden Drosseln in den Gitterleitungen der PA-Röhren werden auf je 1 Widerstand von 12 kΩ, 1/2 W, gewickelt (15 Wdg.; 0,2 mm CuL). Die Anodendrossel wird am besten auf einen Widerstandskörper 10 kΩ, 2 W, gewickelt (15 Wdg.; 0,5 mm CuL). Die Endstufe benötigt eine relativ hohe Steuerleistung von 10 bis 15 W. Um diese Leistung aufzubringen, kann man eine *QQE 03/12* als Treiberröhre einsetzen. Besser noch ist eine Röhre *SRS 4452*; diese Röhre braucht nicht wie die *QQE 03/12* an der oberen Grenze ihrer Leistungsfähigkeit betrieben zu werden. In der vorgestellten Schaltung werden 2 *PL 81* im Gegentakt als Treiberstufe verwendet. Die Steuerleistung für diese Treiberstufe liegt bei 0,5 W. Diese Leistung läßt sich auch noch ohne Schwierigkeiten mit Transistoren erzeugen. Solche Transistortypen wie *2 N 3053, 2 N 2218, BF Y 44* und der sowjetische Typ *KT 904* sind auch in den Amateurbedarfsgeschäften unserer Republik erhältlich. Es ist also möglich, diese Endstufe auch mit einem volltransistorisierten SSB-Steuersender anzusteuern.

Der Arbeitspunkt für die PA-Stufe ist so einzustellen, daß ein Anodenruhestrom von 75 mA bzw. bei Vollaussteuerung ein Anodenspitzenstrom von 800 mA fließt. Höhere Spitzenströme verträgt dieser Röhrentyp kaum, da dann oft die innerhalb der Röhre befindliche Leitung zwischen Anode und Anodenanschlußkappe durchbrennt.

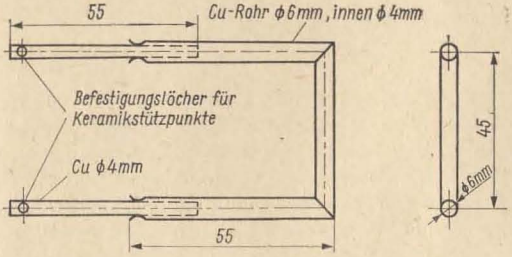



*Bild 2 Der Aufbau des Lecher-Systems der PA-Stufe*

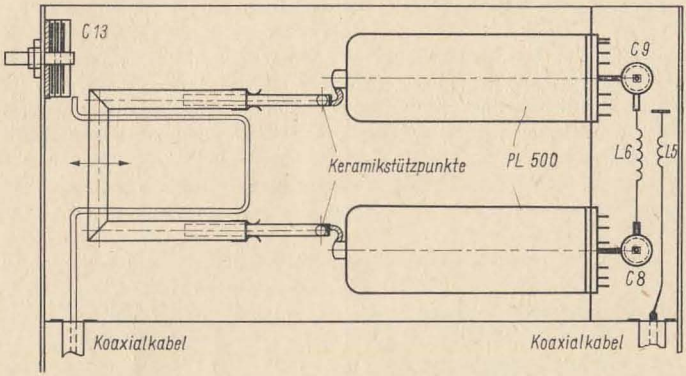



*Bild 3 Aufbauskizze der SSB-Endstufe*

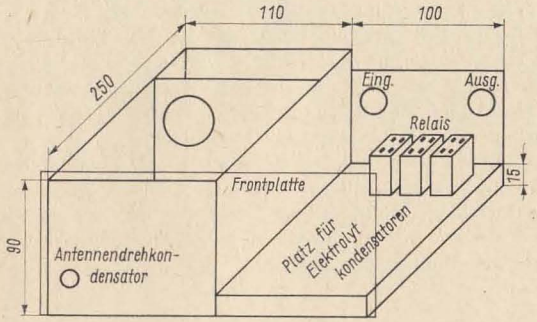



*Bild 4 Aufbauskizze für das Gehäuse der SSB-Endstufe*

Die abgegebene HF-Leistung dieser PA-Stufe liegt bei etwa 200 W. Der Wirkungsgrad ist allerdings schlechter als der von ausgesprochenen HF-Senderöhren, denn er liegt nur bei 45 bis 50%. Für den Amateurbetrieb ist das aber durchaus zu vertreten. Der mechanische Aufbau ist einfach. Aufbauhinweise sind als Vorschlag in Bild 3 und Bild 4 angegeben. Ein Schaltungsbeispiel für die Stromversorgung mittels Spannungsverdopplung aus dem Netz zeigt Bild 5. Die Sicherheitsbestimmungen sind entsprechend den Vorschriften zu beachten.

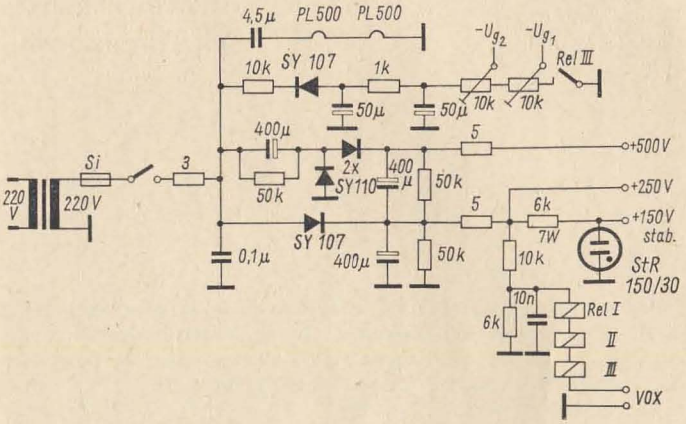



*Bild 5* *Schaltung des Netzteils. Auf die Einhaltung der gesetzlichen Bestimmungen bei direktem Betrieb aus dem Netz ist zu achten!*

**Spulendaten**

$L$ 1: 3 Wdg.; 1 mm CuAg; zwischen die Wdg. von $L$ 2 gewickelt

$L$ 2: 6 Wdg.; 1 mm CuAg

$L$ 3: 3 Wdg.; 2 mm CuAg

$L$ 4: 2 Wdg.; 2 mm CuAg, zwischen die Wdg. von $L$ 3 gewickelt

$L$ 5: 3 Wdg.; 2 mm CuAg, zwischen die Wdg. von $L$ 6 gewickelt

$L$ 6: Wdg.; 2 mm CuAg

Alle Spulen haben einen Durchmesser von 8 mm.

*Dr. Ing. Ralf Riebel*
*ex DM 3 ZCK*

# Audionschaltungen mit Transistoren

Unter einer Audionstufe (Bild 1) versteht man eine elektronische Schaltung, die die Niederfrequenz zurückgewinnt, die durch Amplitudenänderungen auf eine Hochfrequenzschwingung aufmoduliert wurde. Der Name leitet sich von dem lateinischen Wort *audio* (hören) ab.

Ein Audion erfüllt die Funktionen:

1. Gleichrichten der Hochfrequenz;
2. Verstärken von Nieder- und/oder Hochfrequenz.

Je nachdem, ob die Gleichrichtung im Eingangsstromkreis oder im Ausgangsstromkreis (infolge Krümmung der Kennlinien) stattfindet, ist die Schaltung als Niederfrequenz- oder Hochfrequenzverstärker wirksam. [1]

Bei der Betrachtung der Kennlinien von Halbleiterdioden stellt man fest, daß deren Gleichrichterwirkung für sehr kleine Hochfrequenzspannungen im Bereich weniger Millivolt gering ist. Ebenso ist die Kennlinienkrümmung einer Transistoreingangsdiodenstrecke im optimalen Verstärkerarbeitspunkt über wenige Millivolt Eingangsspannung hinweg sehr schwach. Man verwendet deshalb häufig das *Rückkopplungsaudion* (Bild 2 bis Bild 6). Durch eine positive Rückkopplung der Hochfrequenz-

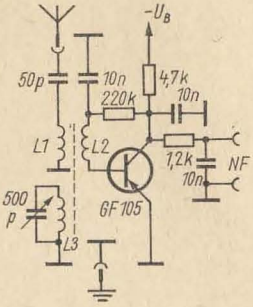
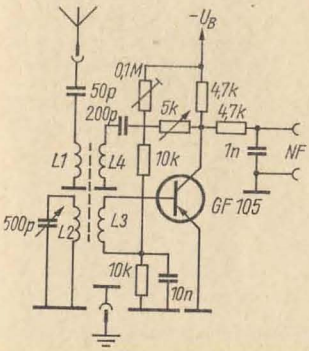



*Bild 1*
*Audionschaltung mit Transistor; L 1 = Antennen-Ankopplungswicklung (5···20 Wdg.), L 2 = Basis-Ankopplungswicklung (3···6 Wdg.), L 3 = Schwingkreiswicklung (60···100 Wdg.); Werte gelten für Mittelwelle und Mehrkammerspulenkörper* mit *HF-Abgleichkern*



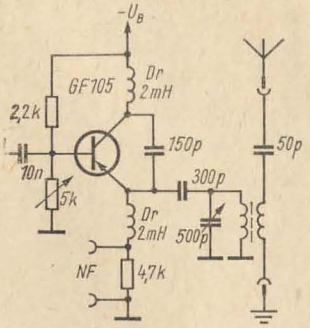
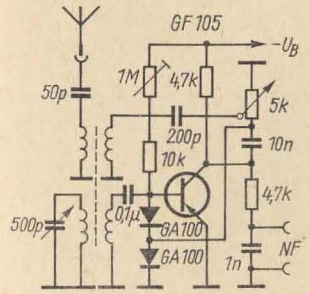




*Bild 2* *Rückkopplungs-Audionschaltung mit Transistor in Emitterschaltung; L 1 ··· L 3 siehe Bild 1, L 4 = Rückkopplungswicklung (5 ··· 20 Wdg.)*

*Bild 3* *Rückkopplungs-Audionschaltung mit Transistor in Basisschaltung (rechts)*



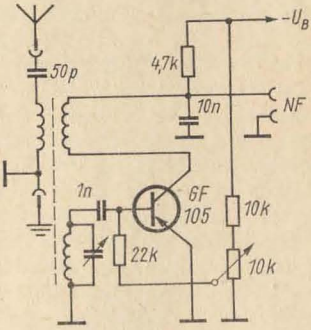




*Bild 4* *Rückkopplungs-Audionschaltung mit Diodengleichrichtung und mit Reflexschaltung*

*Bild 5* *Für den Kurzwellenempfang geeignete Rückkopplungs-Audionschaltung (rechts)*

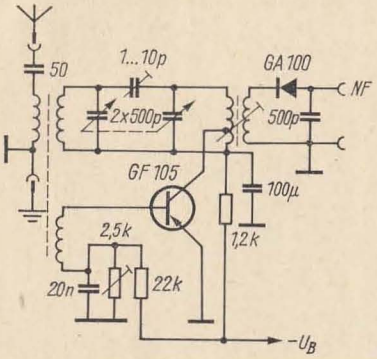



*Bild 6*
*Zweikreisschaltung mit einem Transistor und fest eingestellter Entdämpfung (Rückkopplung) für den Mittelwellenempfang*

spannung vom Ausgang der Audionstufe auf den Schwingkreis am Eingang derselben werden die Verluste der Schwingkreiselemente und die Verluste durch die Belastung des Schwingkreises mit dem Transistor kompensiert. Mit dem Grad der Rückkopplung steigt die wirksame Schwingkreisgüte, d.h., die HF-Spannung am Schwingkreis sowie die NF-Spannung am Ausgang steigen an. Gleichzeitig nimmt mit größer werdender HF-Amplitude die Wirksamkeit der Gleichrichtung zu.

Inwieweit man von einer Erhöhung des Modulationsgrades der HF-Spannung (Rückmodulation) durch die im Audion mit verstärkte NF-Spannung sprechen kann, ist noch nicht untersucht worden, weil der Prozeß meßtechnisch schwer erfaßbar ist. Der Audiontransistor kann jeweils für NF- und HF-Verstärkung in verschiedenen oder gleichen Grundschaltungen (Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung) arbeiten.

Mit weiter steigendem Grad der Rückkopplung wird der Punkt der Selbsterregung der Schaltung erreicht. Die Differenzfrequenz zwischen der Frequenz eines empfangenen Senders und der des schwingenden Audions wird als Pfeifton hörbar, weil die nichtlinearen Elemente der Schaltung, die auch die Gleichrichtung bewirken, beide Frequenzen mischen oder miteinander modulieren. Telegraphiesender werden so hörbar.

Die Qualität eines Rückkopplungsaudions wird dadurch bestimmt, wie fein kontinuierlich, zeitlich stabil und hysteresefrei die Rückkopplung in der unmittelbaren Nähe des Selbsterregungspunktes eingestellt werden kann (weicher Rückkopplungseinsatz).

### *Forderungen an die Rückkopplung*

1. Der Grad der Rückkopplung darf keinen Einfluß auf die Frequenzabstimmung haben (Wegziehen des Senders).

2. Der Arbeitspunkt des Transistors soll sich bei Einsetzen der Selbsterregung der Schaltung möglichst wenig gegenüber dem ohne Rückkopplung verschieben (niedrige HF-Spannungsamplitude im Selbsterregungszustand – keine Richtspannungen).

3. Ohne einfallenden Sender darf bei Selbsterregung kein Ton oder starkes Rauschen zu hören sein, d.h., die Schaltung darf nicht um den Selbsterregungseinsatzpunkt pendeln.

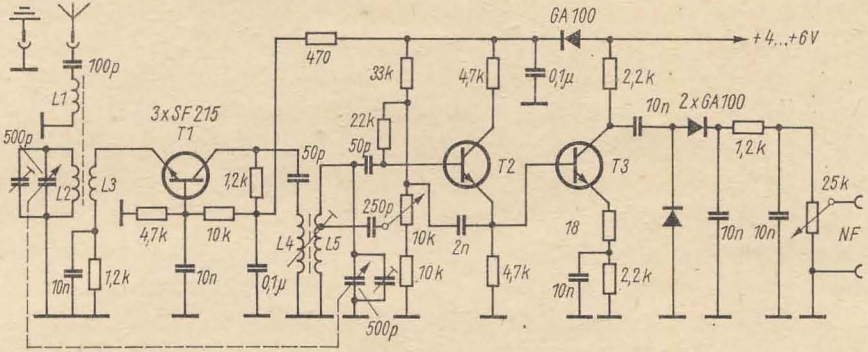
4. Es darf bei Selbsterregung kein Blubbern zu hören sein, was ein Zeichen dafür ist, daß die Schaltung eine Kippschwingung erzeugt. Hierfür können niederfrequente Verkopplungen über den NF-Verstärker und die Speisespannung oder hochfrequente Verkopplungen über den nachfolgenden NF-Verstärker verantwortlich sein.

5. Der einmal eingestellte Grad der Rückkopplung soll über den Abstimmbereich möglichst konstant bleiben.

Die vorstehenden Forderungen werden eingehalten, wenn der Eingangswiderstand des Transistors (Arbeitspunkt) und die Einflußgröße von Emitterdiffusions- und Kollektorsperrschichtkapazität konstant bleiben. Das ist aber nur in einer Kollektorschaltung des Transistors angenähert zu erreichen. Wegen der guten Linearität der Spannungsübertragung in Kollektorschaltung ist die Gleichrichterwirkung gering. Es ist zweckmäßig, die Gleichrichtung getrennt von der HF-Rückkopplungsstufe vorzunehmen. Das kann z.B. durch die nachfolgende NF-Verstärkerstufe geschehen. Günstiger ist aber eine Diodengleichrichtung. [2, 3] Die hohe Rauschenamplitude des HF-Rückkopplungstransistors im NF-Bereich kann bei einer reinen HF-Auskopplung unterdrückt werden.

Der in der Rückkopplungsstufe verwendete Transistor sollte zur ausreichenden Stabilisierung des Arbeitspunktes eine Stromverstärkung $\beta > 40$ haben. Seine HF-Verstärkung muß bei der Empfangsfrequenz noch so groß sein, daß alle Schwingkreisverlust- und Dämpfungswiderstände kompensiert werden können und eine Selbsterregung der Schaltung noch erreicht werden kann. Bei ausreichender Verstärkung ist es unkritisch, ob die Emitter-, Basis- oder Kollektorwiderstände mit der Schwingkreisinduktivität bzw. den Ankoppelspulen in Reihe oder parallelgeschaltet sind. In Anbetracht der Entdämpfungswirkung der Rückkopplung kann man das *heiße* Ende des Schwingkreises auch in Emitterschaltung des Transistors ohne Widerstandsanpassung direkt an die Basis legen. Die Rückkopplung arbeitet dann auch bei starken Sendern als wirksame Lautstärkeregelung. [4]

Eine saubere Phasenlage des HF-Signals am Eingang und am Ausgang des Transistors (0° bzw. 180°) verbessert die Rückkopplungseigenschaften. Eine prinzipiell phasenstabile Rückkopplungsregelung läßt sich mit einem



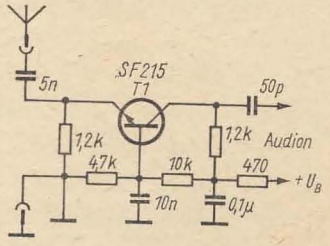




*Bild 7a* *Zweikreisschaltung mit mehreren Transistoren und mit Diodengleichrichtung. Die Spule L 5 wird durch eine Rückkopplung entdämpft. Für den Mittelwellenempfang gelten etwa folgende Windungszahlen*
*L 1 = 20 Wdg., L 2, L 5 = 80 Wdg., L 3 = 5 Wdg., L 4 = 20 Wdg., Anzapfung bei L 5 an der 53. Wdg. (von Masse aus gerechnet). Der Mehrkammerspulenkörper mit HF-Abgleichkern, HF-Litze 20 × 0,05 mm, L 4/L 5 muß durch eine Blechhaube abgeschirmt werden*

*Bild 7b* *Aperiodische Eingangsschaltung für den Zweikreisempfänger nach Bild 7a (die Schaltung wird damit zu einem Einkreisempfänger), unten*

In einem Rückkopplungsaudion in Basis- oder Kollektorschaltung ist eine Rückkopplungseinstellung durch Verschieben des Arbeitspunktes möglich. Eine solche Schaltung ist besonders bei gleichzeitiger NF-Verstärkung im Rückkopplungstransistor verstärkungsmäßig nicht optimal. [4]

Die Anordnung von zwei auf die gleiche Frequenz abgestimmten Schwingkreisen in einem Rückkopplungskreis ist zu vermeiden, weil Frequenzverwerfungen entstehen können (Bild 6).

*Mehrstufige Schaltungen*

Die in der Audionstufe bei Selbsterregung erzeugte HF wird über die Antenne abgestrahlt und stört andere Empfänger. Eine Hochfrequenzvorverstärkerstufe verhindert die Rückwirkung des Audions zur Antenne und hebt das Empfangssignal weiter über den NF-Rauschpegel der Audion- oder ersten NF-Stufe an. [2] Die Audionstufe arbeitet mit höheren HF-Spannungen besser, besonders dann, wenn es darum geht, SSB-Stationen zu demodulieren und das schwach schwingende Audion mit dem empfangenen Restträger zu synchronisieren (hierbei ist eine erstaunliche Trennschärfe zu beobachten). Um die Audionstufe nicht durch die nachfolgende Gleichrichterschaltung zu belasten und das Signal weiter über den NF-Rauschpegel zu heben, kann eine HF-Nachverstärkerstufe (Bild 7) eingefügt werden. Auf den ersten Blick erscheint der Einsatz von drei Transistoren und zwei Dioden für eine Audionschaltung hoch zu sein, wenn man sie mit der Röhrenschaltung eines 0-V-1 vergleicht. Das ist aber weder preislich noch volumenmäßig der Fall. Die Empfangsleistung der angegebenen Transistorschaltung entspricht etwa einem 1-V-2 in

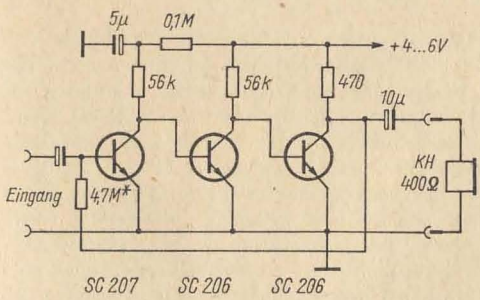



*Bild 8 NF-Kopfhörerverstärker mit dem Schaltkreis VV 12 vom VEB Kombinat Keramische Werke Hermsdorf*

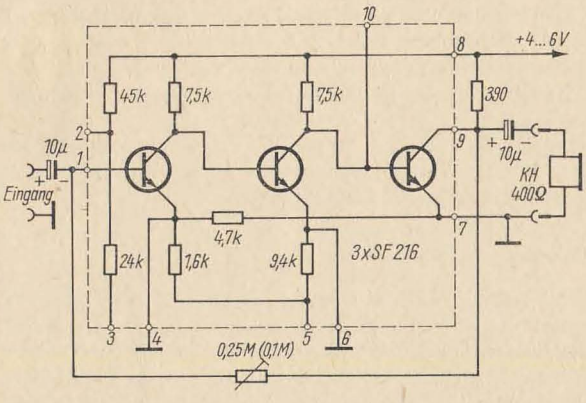



*Bild 9* *NF-Kopfhörerverstärker mit dem KME-Baustein VV 12 vom VEB Kombinat Keramische Werke Hermsdorf*

Röhrenausführung. Im Vergleich mit anderen Transistoraudionschaltungen spart man durch die zusätzliche HF-Verstärkung rauscharme NF-Verstärkerstufen ein. Die Geradeausempfängerschaltung (Bild 7 bis Bild 9) mit sechs Transistoren und zwei Dioden wurde einer entsprechenden Überlagerungsempfängerschaltung mit gleicher Zahl an Transistoren und Dioden deshalb vorgezogen, weil sich leichter ein Subminiaturempfänger [2] nicht (nur für Ortssenderempfang!) realisieren läßt.

*Hinweise*

Werden Transistoren mit einer hohen Kollektor-Basis-Kapazität verwendet, kann diese mit einem Trimmer zwischen Kollektor und Emitter teilweise kompensiert werden. Die Phasenverhältnisse und damit die Rückkopplungsqualität verbessern sich dadurch besonders bei hohen Empfangsfrequenzen. Ungewöhnlich ist die Verwendung einer Diode als Siebwiderstand. Entsprechend ihrer Kennlinie eignet sich eine Diode zum Ausgleich von Spannungsschwankungen bei Stromänderungen und zum Aussieben von Impulsen auf der Speisespannungsleitung. Beim Einsatz von linsenförmigen Epsilan-Kondensatoren zur HF-Kopplung zeigten sich störende Mikrofonie-Effekte, Kunstfolie-Kodensatoren sind deshalb vorzuziehen. Der 18-Ω-Widerstand in der Emitterleitung von T 3 stabilisiert den Eingangswiderstand des Transistors über einen breiten Frequenzbereich (Bild 7).

Eine feste Kopplung von T 1 an den Rückkopplungsschwingkreis, z. B. durch galvanisches Einschalten der Koppelspule in den Kollektorkreis von T 1, verschlechtert die Rückkopplungseigenschaften.

Für Kurzwellenbetrieb werden die Kapazitätswerte der HF-Koppel- und Drehkondensatoren auf 1/5 bis 1/10 reduziert.

**Literatur**

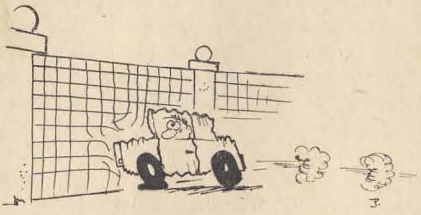

[1] Sowjetischer Empfänger *Mikro*, aus Spravotschnik po transistornym radiopriemnikam, Verlag Sovjetskoje Radio, Moskau 1970

[2] *Elsner, J.:* Reflexempfänger in Miniaturausführung, Funkamateur **19** (1970), Heft 8, Seite 376

[3] Sowjetische Empfänger *Ära 2 M* und *Majak 1*, aus Spravotschnik po transistornym radiopriemnikam, Verlag Sovjetskoje Radio, Moskau 1970

[4] Bauanleitung Fuchsjagdempfänger *Reinecke 1* bis *Reinecke 3*, Originalbauplan Nr. 9, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968


**Wir klären Begriffe**



BREMSGITTER

# KW-MW-Superhet mit Si-Transistoren

*Gunther Schneegaß*

Im folgenden Beitrag wird ein KW-MW-Koffersuper beschrieben, bei dem ein relativ geringer Aufwand mit einer modernen Schaltungskonzeption verbunden ist. Durch den Einsatz von piezoelektrischen Filtern, Si-Planar-Transistoren und einer eisenlosen Endstufe konnte eine hohe Empfangsleistung bei kleinen Abmessungen und geringer Masse erzielt werden. Ein großer Lautsprecher in Verbindung mit einem Holzgehäuse sorgt für einen vollen Klang dieses kleinen Selbstbau-Koffersupers (Außenmaße 225 mm × 140 mm × 70 mm).

*Schaltung*

HF- und ZF-Teil des Empfängers weisen außer der Bestückung mit Si-Transistoren und dem Einsatz von Piezo-Filtern keine weiteren Besonderheiten auf. Die Mischstufe mit dem Transistor *SF 215 A* arbeitet in der üblichen Weise, wobei die Oszillatorschwingung zwischen Emitter und Kollektor entsteht, während das Eingangssignal zwischen Basis und Emitter eingespeist wird. Ein Kriterium bei der Bestückung dieser Stufe mit Si-Transistoren ist der optimale Quellwiderstand am Eingang, der bestimmend ist für die Rauschzahl dieser Stufe. Er soll etwa 300 Ω betragen und wird durch eine Koppelspule von 4 Wdg. (Mittelwelle) auf dem Ferritstab realisiert. Der Gleichstrom-Arbeitspunkt des Mischtransistors ist unkritisch, er sollte zwischen 0,6 und 1 mA liegen. Als Oszillatorspulen werden solche des Taschensupers *T 100* eingesetzt, die elektrisch nicht verändert werden müssen. Vom *T 100* stammt auch der Drehkondensator.

Die Umschaltung zwischen den Wellenbereichen und auf TA-Betrieb erfolgt über einen Schiebetastenschalter. Damit in der Oszillatorschwingung keine Oberwellen auftreten, die zu unerwünschten Mischprodukten (Pfeifen auf MW) führen können, ist die Drossel Dr im Emitterkreis angeordnet.

Vor- und Oszillatorkreis des KW-Bereiches wurden so dimensioniert, daß nur das 49-m-Europaband empfangen wird. Prinzipiell sind natürlich auch andere Bereichsgrenzen denkbar.

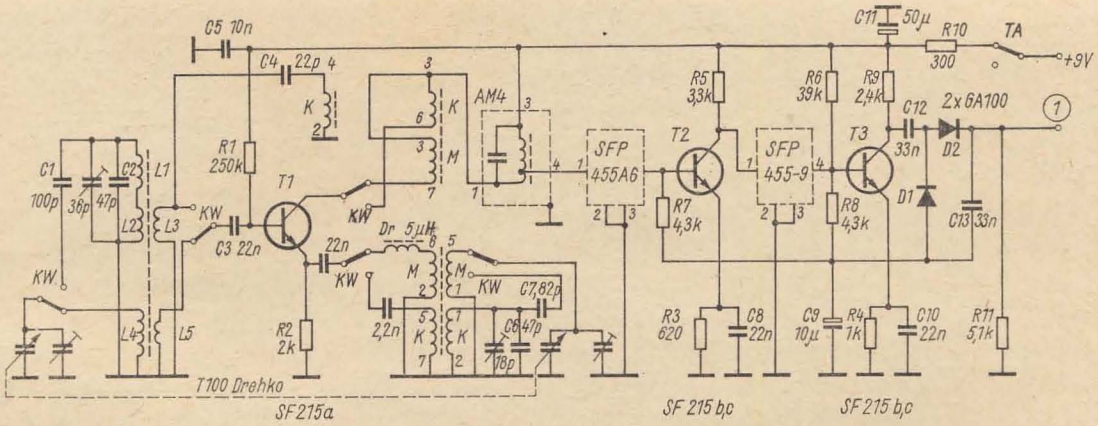



*Bild 1 Schaltung der Misch-Oszillatorstufe und des ZF-Verstärkers des beschriebenen Superhets*

**Tabelle 1 Daten der Eingangsspulen**

Ferritstab 12 mm ⌀, 160 mm lang

*L 1* — 4 Wdg., 0,2 mm CuL

*L 2* — 7 Wdg., 0,2 mm CuL

*L 3* — 3 Wdg., 0,2 mm CuL

*L 4* — 72 Wdg., 10×0,05 (HF-Litze)

*L 5* — 4 Wdg., 10×0,05 (HF-Litze)

Über einen *LC*-Kreis wird der ZF-Verstärker angekoppelt, dessen Schaltung auf dem Vorschlag in [1] basiert. Die beiden hochverstärkenden Si-Transistoren sichern hier hohe Durchgangsverstärkung, wirksame Schwundregelung sowie stabiles Arbeiten bis zu niedrigsten Betriebsspannungen. Der Gleichstromarbeitspunkt von T 2 soll ohne Signal bei $I_C = 0{,}8$ mA liegen. Im voll zugeregelten Zustand fließen hier im Originalgerät noch 25 µA, und die Spannungsverstärkung der 1. Stufe liegt bei etwa 0 dB. Zur Demodulation sowie zur Regelspannungsgewinnung dient eine Spannungsverdopplerschaltung mit D 1/D 2. Die NF gelangt über den Umschalter am Tastensatz und das Lautstärkepotentiometer an den Eingang des NF-Verstärkers. Mit der Tonblende *P* 1/*C* 14 können die hohen Frequenzen beschnitten werden.

Die verwendete Schaltung wird für eine möglichst hohe Stabilität durchgehend mit Gleichstromkopplung betrieben. Vom Mittelpunkt der Endstufe führt eine Gleichspannungsgegenkopplung (*R* 15) auf den Emitter der Vorstufe zurück.

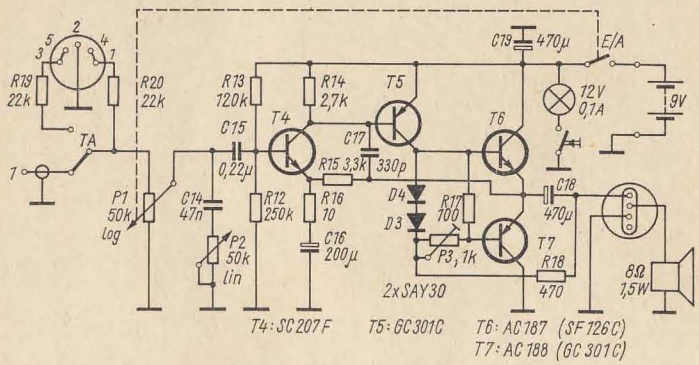
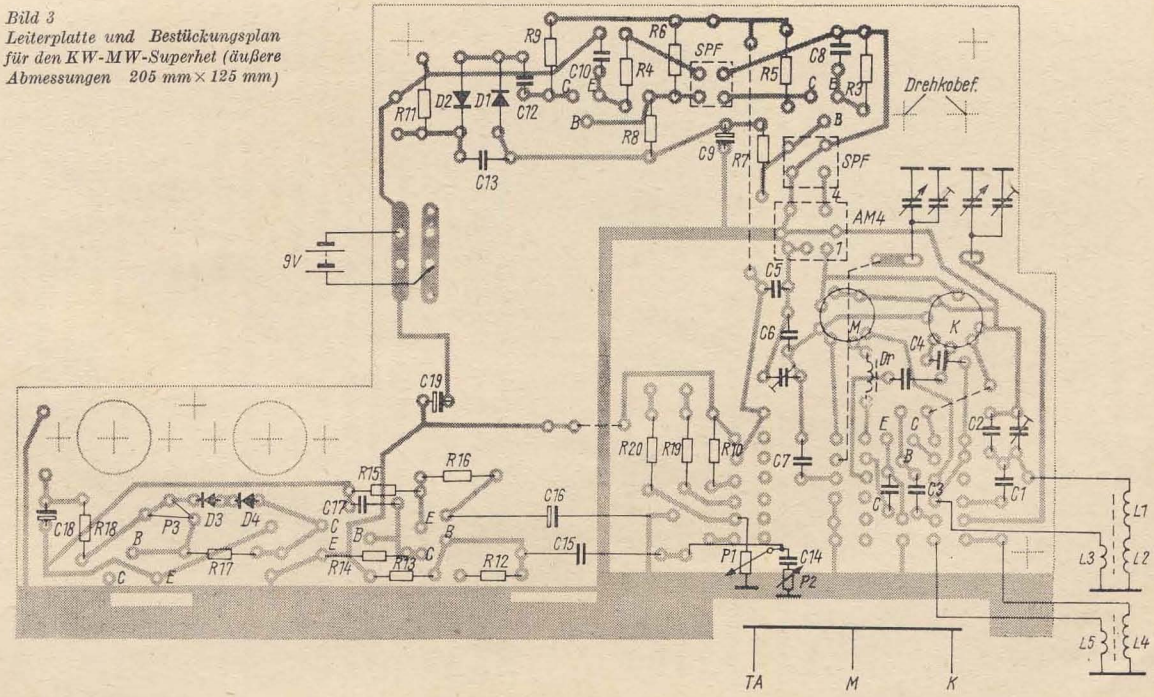



*Bild 2 Schaltung des NF-Verstärkers für den KW-MW-Superhet*

*Bild 3*
*Leiterplatte und Bestückungsplan für den KW-MW-Superhet (äußere Abmessungen 205 mm × 125 mm)*

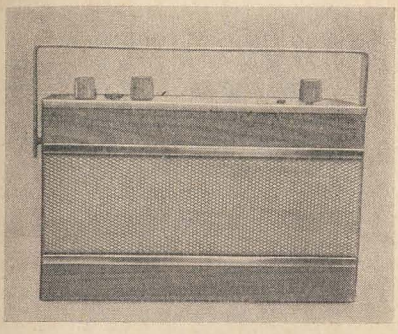


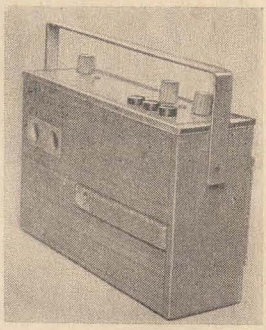
Gleichzeitig werden Frequenzen ab etwa 8 kHz über *C* 17 gegengekoppelt, während Frequenzen unter 500 Hz über *R* 15/*R* 16/*C* 16 mitgekoppelt werden. Die resultierende Tiefenanhebung ergibt in Verbindung mit einem kleinen Koppelkondensator am Eingang eine subjektive Verbesserung der Tiefenwiedergabe, ohne daß der NF-Verstärker bzw. der Lautsprecher übersteuert wird. Als Endstufenpärchen fanden die Typen *AC 187/AC 188* Verwendung. Genausogut lassen sich *GC 511/GC 521 (TESLA)* oder ähnliche geeignete Komplementärpaare verwenden. Es muß hier darauf hingewiesen werden, daß bei Ersatz des Ge-npn-Transistors durch Si-Planar-Epitaxie-Transistoren *(SF 126··· 129)* die erzielbare Ausgangsleistung auf 0,7 W zurückgeht. Das rührt von dem Abfall der Stromverstärkung B des Transistors bei höheren Strömen her. Als Lautsprecher dient der Typ *LP 553/8*, mit dem eine maximale Ausgangsleistung von 1 W zu verarbeiten ist. Bei Anschluß eines Außenlautsprechers von 4 Ω über die entsprechende Buchse kann mit einer Ausgangsleistung von annähernd 2 W gerechnet werden. Für den Heimbetrieb ist anstelle der Batterien (2×4,5-V-Flachbatterien) ein einsatzbares Netzteil vorgesehen. Die Schaltung zeigt keine Besonderheiten. (Standardschaltung mit *Graetz*-Gleichrichtung und Stabilisierung mit Z-Diode und Längstransistor.)

### *Aufbau*

Der Aufbau wurde wie folgt gelöst: Auf einer einzigen großen Leiterplatte fanden sämtliche Baugruppen des Koffersupers Platz. Diese Platine befindet sich im Gehäuse senkrecht hinter dem Lautsprecher, mit der Bestückungsseite zu diesem gekehrt. An der Oberseite dieser Leiterplatte wurde ein weiteres Stück kupferkaschiertes Material angelötet, welches die Potentiometer, den gesamten Skalentrieb sowie den Ferritstab aufnimmt (siehe Bild 6). Ein solcher Aufbau hat den Vorteil, daß man einen relativ kompakten, stabilen und dabei massesparenden Bauteil erhält, da viele Konstruktionsteile, die bei der Baugruppenbauweise benötigt werden, entfallen.

Nun zu einigen Besonderheiten in der Ausführung der einzelnen Schaltungsteile. Wie schon erwähnt, wird die Umschaltung der Bereiche mit einem für Leiterplatten geeigneten Schiebetastenschalter vorgenommen. Das machte eine recht komplizierte Leiterbahnführung erforderlich, so daß beim Zeichnen der Leiterplatte (geschieht mittels Potsdamer Kopierlack und Röhrchenfeder ⌀ 0,7 mm) besondere Sorgfalt angebracht ist. Alle anderen Teile der Schaltung sind unkompliziert. Aus Bild 3 sind alle weiteren Einzelheiten ersichtlich. Bei der KW-Oszillatorspule wurde im Interesse einer günstigen Leiterbahnführung Anschluß 1 mit Anschluß 3 vertauscht.





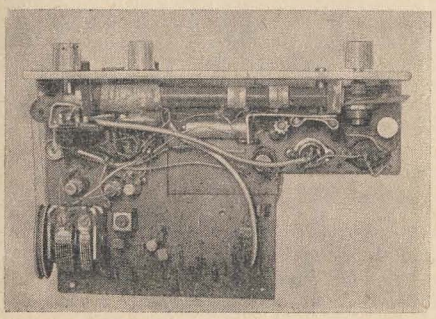


*Bild 4*
*Vorderansicht des fertiggestellten KW-MW-Superhets*

*Bild 5*
*Rückansicht des KW-MW-Superhets*

*Bild 6*
*Blick auf die bestückte Platine des KW-MW-Superhets*

Zur Gehäusegestaltung nur einige Anregungen, da hier wohl jeder Elektronikamateur seine eigenen Wege gehen wird. Das Gehäuse besteht aus festverleimten Sperrholz (Vorder- und Rückwand 3 mm stark, ansonsten 6 mm). Es wurde mit selbstklebender Holzimitationsfolie bezogen. Die Lautsprecheröffnung erhielt einen aus Alu-Streckblech gefertigten Grill. Die Gehäuseoberseite besteht aus glasklarem Piacryl mit untergelegter aus Zeichenkarton gefertigter Skala. Andere Einzelheiten können Bild 5 und Bild 6 entnommen werden.

### *Inbetriebnahme und Abgleich*

Zuerst wird der NF-Verstärker angeschlossen. Mit dem Regler $P$ 13 stellt man den Ruhestrom bei 9 V auf etwa 15 mA ein. Anschließend wird die Symmetrie der Endstufe überprüft, indem die Spannung zwischen Emitter und Kollektor T 7 gemessen wird. Sie soll ungefähr bei der Hälfte der Speisespannung liegen, bei Abweichungen muß mit $R$ 12 korrigiert werden.

Jetzt wird der ZF-Verstärker überprüft. Mit den genannten Daten für die Transistoren müssen sich schon die in Bild 1 angegebenen Spannungen einstellen. Bei größeren Toleranzen muß man $R$ 6 ändern. Die ZF-Verstärkung sowie die Wirksamkeit der Schwundregelung läßt sich mit dem in [2] angegebenen Prüfsignalgeber TS 7 überprüfen. Das $LC$-Filter $AM$ 4 wird auf Ausgangsspannungsmaximum abgeglichen. Der Abgleich der Vor- und Oszillatorkreise geschieht in der bekanntenWeise, wie sie z. B. in [3] angegeben ist. Allerdings ist zu beachten, daß der Mittelwellenbereich zuerst abgeglichen wird, da seine Trimmerkondensatoren auch bei Kurzwelle eingeschaltet bleiben.

**Literatur**


[1] *Bauer, A.:* Neue selektive Bauelemente der Nachrichtentechnik, Elektronisches Jahrbuch 1968, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967, Seite 125 bis 130

[2] *Schlenzig, K.:* Prüfsignalgeber mit Piezofilter, Elektronisches Jahrbuch 1968, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967, Seite 222 bis 227

[3] *Schubert, K.-H.:* Das große Radiobastelbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966


**Wir klären Begriffe**

KLIRRFAKTOR

# Hi-Fi-Verstärker mittlerer Ausgangsleistung mit modernen Si-Bauelementen

*Ing. Dieter Müller*

Es wird ein praktisch ausgeführter NF-Verstärker beschrieben, der mit Silizium- und mit Feldeffekttransistoren arbeitet. Durch den Einsatz der thermisch relativ hochbelastbaren Si-Transistoren in der Endstufe und durch die Verwendung eines einfachen, mit Si-Gleichrichtern bestückten Netzteiles sind die Abmessungen des kompletten NF-Verstärkers so, daß er in einer Aktentasche transportiert werden kann. Der Vor- und der Klangregelverstärker sind mit Feldeffekttransistoren bestückt.

## *Die Schaltung*

Die Schaltung des kompletten NF-Verstärkers zeigt Bild 1. Er hat zwei mischbare Eingänge; einen für den Anschluß von NF-Quellen mittlerer Impedanz und relativ hoher Signalspannung, z. B. die Ausgänge von transistorisierten Rundfunk- oder Tonbandgeräten, einen zweiten zum Anschluß hochohmiger Signalquellen mit mittlerem Signalpegel, beispielsweise von Kristalltonabnehmern.

Auf einen Mikrofonverstärker wurde verzichtet, da die Ausgangsleistung nur für die Beschallung mittelgroßer Räume ausreicht. Wird aber ein empfindlicher Mikrofonverstärker gewünscht, verwendet man dafür, der besseren Rauscheigenschaften wegen, zweckmäßig bipolare Transistoren und keine MOSFETs. Das gewünschte Eingangssignal wird über den Lautstärkeregler dem mit MOSFETs bestückten Klangregelverstärker zugeführt. Von dessen Ausgang gelangt das Signal zum Endverstärker. Dieser entspricht einer in [1] beschriebenen Variante für Betriebsspannungen um 30 V.

## *Die Endstufe und der Netzteil*

In der Endstufe wurde eine eisenlose Quasi-Komplementärschaltung mit den Si-Transistoren *KT 801* für eine Sprechleistung von etwa 10 W eingesetzt.

Funktion und Dimensionierung dieser Endstufe wurden in [1] ausführlich beschrieben, so daß an dieser Stelle darauf verzichtet werden kann.

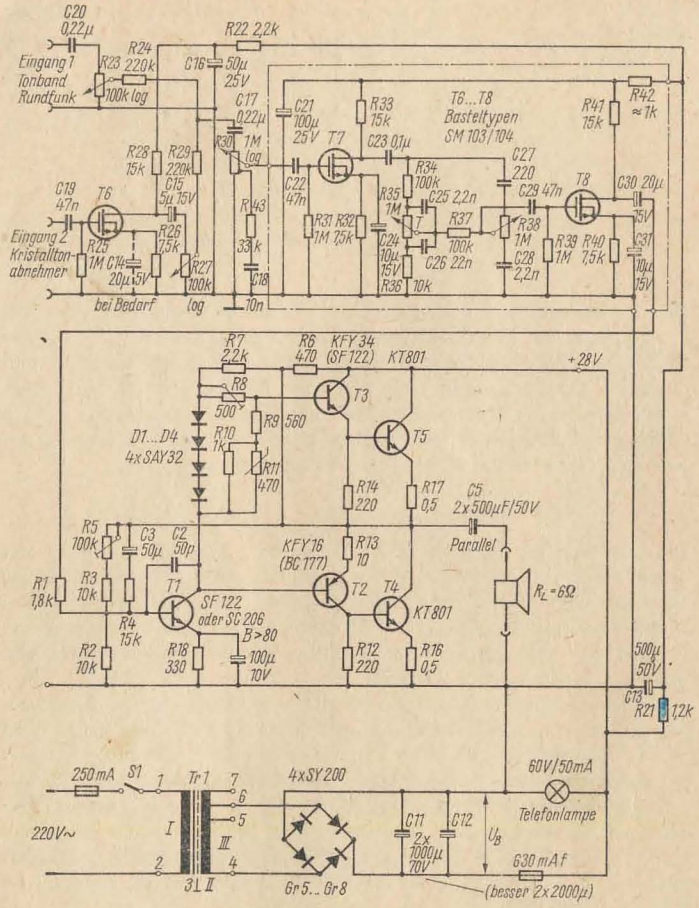



*Bild 1 Schaltung des beschriebenen Verstärkers mit zwei mischbaren Eingängen, dem MOSFET-bestückten Klangregelverstärker und der Quasi-Komplementär-Endstufe mit Netzteil*

Im Beitrag [1] wurde von einer relativ konstanten Betriebsspannung $U_B$ ausgegangen, die sich praktisch nur durch einen stabilisierten Netzteil realisieren läßt. Stabilisierte Netzteile sind aber mit einem verhältnis-

mäßig großen Materialaufwand verbunden. Sie sind dadurch teuer, groß und schwer. Bei unstabilisierten Netzteilen für hochwertige Gegentakt-B-Verstärker, der übrigens auch in vielen Industriegeräten zu finden ist, entstehen einige Probleme, die näher erklärt werden sollen. Dabei sind die Endstufe und der Netzteil stets im Zusammenhang zu betrachten.

Gegeben sei ein einfacher Netzteil, wie er auch im Mustergerät verwendet wird (Bild 1). Er besteht nur aus einem Netztransformator Trl mit möglichst kleinen Wicklungswiderständen, der Gleichrichterschaltung (*Gr* 5 ··· *Gr* 8), für die Gleichrichter mit kleinem dynamischem Innenwiderstand zu verwenden sind, und einem möglichst großen Ladekondensator (*C* 11/*C* 12).

Wird der B-Verstärker nicht ausgesteuert, so ist der Netzteil mit einem relativ kleinen Ruhestrom belastet. Die Spannung $U_B$ an *C* 11 kann daher nahezu auf den Spitzenwert der Transformatorspannung ansteigen ($U_B \approx 1{,}4\ U_{Trafo}$).

Die Welligkeit der Gleichspannung ist folglich auch sehr gering. Bei kleiner Aussteuerung der Endstufe (etwa 10 % der Nennleistung) sinkt die Spannung kaum ab, und die Brummspannung bleibt unbedeutend. Sie wird bei der akustischen Wiedergabe praktisch gar nicht wahrgenommen. Beim Ansteuern der Endstufe bis zum Einsatz von merklichen Verzerrungen sinkt die Betriebsspannung beträchtlich ab. Die Brummspannung steigt um so stärker an, je kleiner der Ladekondensator ist. Bei einer entsprechenden Größe *C* 11/*C* 12 (einige tausend µF) bleibt sie aber unter Werten von 100 mV und ist damit kleiner als 1 % des Nutzsignals. Die Vorverstärker- und Treiberstufen erhalten ihre Betriebsspannung ohnehin über zusätzliche Siebglieder, so daß die Erhöhung der Brummspannung für sie belanglos ist.

Am stärksten geht die Betriebsspannung zurück, wenn der Verstärker mit einem Sinusdauerton voll ausgesteuert wird. Die unter diesen Bedingungen erzielbare Ausgangsleistung wird allgemein als Sinusleistung [2] bezeichnet. Im Gegensatz zum Sinusdauerton erfolgt bei Aussteuerung der Endstufe mit Sprache oder Musik keine ständige, gleichmäßig hohe Belastung der Spannungsquelle. Kurzzeitigen Leistungsspitzen (Paukenschläge, Fortissimostellen) stehen längere Teillastzeiten gegenüber (mittlere Lautstärke und Pianostellen bei Musik, Pausen beim Sprechen).

Es ist einzusehen, daß die mittlere Belastung der Spannungsquelle geringer ist als bei Sinusaussteuerung der Endstufe. Die Spannung an *C* 11/*C* 12 wird daher auch nicht so weit absinken. Anders ausgedrückt, hat der Kondensator während der Zeiten mittlerer und kleiner Lautstärke die Möglichkeit, sich bis nahe zum Spitzenwert der Trafospannung aufzuladen. Je nach Größe der Kapazität kann der Kondensator während der relativ kurzen Fortissimostellen den zusätzlich benötigten Strom liefern, ohne daß die Spannung wesentlich abfällt. Die mit dieser mittleren Betriebs-

**Tabelle 1 Eisenlose Endstufen nach Bild 1, Dimensionierung für verschiedene Betriebsspannungen $U_B$**

| Betriebsspannung $U_B$ (im Leerlauf) | Trafospannung $U_{Tr}$ | max. erreichbare Sinusleistung | max. erreichbare Musikleistung | max. Verlustleistung von T 4; *Pe* max | Kollektorspitzenstrom T 4—T 5 Ic max | Lautspr. Impedanz $R_L$ | minimale Stromverstärkung T 4, T 5 B | $R_7$ (Bild 1.) | Bemerkungen |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 25 V | 17,5 V Anschl. 4—5 | 5,3 W | etwa 8 W | etwa 2,7 W | 1,8 A | 5 Ω | 20 | 1,8 kΩ | Alle Kondensatoren benötigen nur Nennspannungen von 25 V |
| 28 V | 20 V Anschl. 4—6 | 6,8 W | etwa 9 W | etwa 2,8 W | 1,85 A | 6 Ω | 20 | 2,2 kΩ | |
| 31 V | 22 V Anschl. 4—7 | 7 W | etwa 9 W | etwa 2,7 W | 1,5 A | 8 Ω | 16 | 2,4 kΩ | |
| 36 V | 26 V (anderer Trafo erforderl.) | 7 W | etwa 8,5 W | etwa 2,5 W | 1,2 A | 12 Ω (2 × 6 Ω in Reihe) | 13 | 3,3 kΩ | $R_{16}$, $R_{17}$ = 1 Ω T 2 T 3 für Sperrspannung von 40 V |

spannung kurzzeitig erzielbare Spitzenleistung wird mit »Musikleistung« bezeichnet. Die »Musikleistung« ist nicht allgemeingültig definiert. Beim Mustergerät wurde bei gehörmäßig festgestellter Musik-Vollaussteuerung (beginnende Verzerrungen an den Fortissimostellen) ein Absinken der Spannung am Ladekondensator um etwa 1 V festgestellt. Bei Vollaussteuerung mit einem Sinusdauerton dagegen fiel die Spannung um etwa 4 V ab.

Für das Mustergerät (Bild 1) wurde eine Betriebsspannung von 28 V (ohne Aussteuerung) gewählt. Vom Netztransformator, der für verschiedene Ausführungen geeignet ist, wurden die Abgriffe für eine Sekundärspannung von 20 V verwendet. Die Gleichrichtung erfolgt mit Siliziumgleichrichtern *SY 200*, die in Brückenschaltung einen Dauergleichstrom von mindestens 0,6 A ohne Kühlbleche abgeben können. Der Ladekondensator besteht aus einer Parallelschaltung von 2 Elkos 1000 µF/70 V, besser noch wären 2×2000 µF/70 V. Als optimaler Lastwiderstand ergeben sich 6 Ω, ein gebräuchlicher Wert für handelsübliche Lautsprecherboxen. Die erzielte Sinusleistung beträgt 7 W, die »Musikleistung« etwa 9 W. Die übrigen Werte sind der Tabelle 1 zu entnehmen.

Die dort angegebenen Daten gelten für die Verwendung von Treibertransistoren (T 2 und T 3) mit einer Mindeststromverstärkung von $B \geqq 30$. Bei abweichenden Werten auch anderer Größen sind die in [1] gegebenen Hinweise über die Dimensionierung zu beachten. Um sich in der Schaltung besser zurechtzufinden, wurden für den Endverstärker die gleichen Kurzzeichen wie in [1] verwendet.

In der Tabelle 1 sind 3 weitere Endverstärker für abweichende Betriebsspannungen angegeben, von denen 2 mit dem im Mustergerät verwendeten Netztrafo betrieben werden können. Die Ausführung für eine Betriebsspannung von 25 V liefert die kleinste Ausgangsleistung aller angeführten Varianten und benötigt auch relativ große Stromverstärkungsfaktoren für die Endstufentransistoren ($B \geq 20$). Dafür ist es aber möglich, für *C* 11 bzw. *C* 12 die relativ kleinen 25-V-Elektrolytkondensatoren zu verwenden.

Bei Verwendung des 22-V-Abgriffs am Netztrafo erhält man als 3. Variante eine Endstufe, die eine »Musikleistung« von etwa 9 W an $R_L = 8\ \Omega$ abgibt. In der Endstufe sind Transistoren mit einem $B \geqq 16$ einsetzbar.

Bei noch höherer Betriebsspannung (36 V, anderer Netztrafo) können die Forderungen an den B-Wert der Endtransistoren weiter zurückgeschraubt werden. Es genügt dann schon ein $B \geqq 13$, um auf etwa 8,5 W »Musikleistung« an 12 Ω zu kommen. Die Treibertransistoren T 2 und T 3 müssen dann aber für eine Mindestsperrspannung von 40 V ausgelegt sein.

*Der Klangregelverstärker*

Der Klangregelverstärker besteht aus zwei MOSFET-Verstärkerstufen, zwischen denen das Klangregelnetzwerk eingeschaltet ist. Die Betriebsspannung wird über ein *RC*-Siebglied vom Netzteil abgenommen. Der Vorwiderstand *R* 42 ist so zu dimensionieren, daß die Speisespannung (über *C* 21) 25 V nicht überschreitet. Die Feldeffekttransistoren wurden wegen ihres hohen Eingangswiderstandes und der einfacheren Schaltungstechnik gewählt. Es können im Klangregelnetzwerk große Widerstände und kleine Kondensatoren eingesetzt werden (wie in einer Röhrenschaltung). Die Schaltung einer *RC*-Verstärkerstufe mit einem MOSFET hat überhaupt mehr Ähnlichkeit mit einer Röhren- als mit einer herkömmlichen Transistorschaltung. [3]

Um eine möglichst große Stufenverstärkung zu erzielen, ist ein relativ großer Außenwiderstand (Drainwiderstand *R* 33 und *R* 41) erforderlich. Das bedingt einen kleinen Drainstrom ($\leqq$ 1 mA), eine relativ hohe negative Gate-Spannung (Gittervorspannung) und damit einen relativ großen Source-(Katoden-) Widerstand. Beim Mustergerät erhält man mit einem Sourcewiderstand von 7,5 kΩ einen Drainstrom von etwa 0,8 mA. Am Drainwiderstand von 15 kΩ fallen dann etwa 12 V ab. Berücksichtigt man dazu den Spannungsabfall von etwa 6 V über dem Sourcewiderstand, bleiben für den Transistor noch 24 V − (12 V + 6 V) = 6 V.

Wird der Verstärker mit Sinuston angesteuert, so sinkt die Versorgungsspannung um etwa 4 V. Es bleiben in diesem Falle für den Transistor noch 2 V. Bei den verwendeten Basteltransistoren können sich durch Exemplarstreuungen andere Werte ergeben. Die Widerstände sind dann so zu dimensionieren, daß sich die gleichen Spannungswerte wie im Mustergerät ergeben.

Jede der beiden Stufen hat eine etwa 10fache Verstärkung. Eine Stufe ist demnach erforderlich, um den Pegelverlust im Klangregelglied zu kompensieren. Die zweite Stufe bringt einen echten Verstärkungsgewinn. Benötigt der Endverstärker für Vollaussteuerung eine Eingangsspannung von 0,5 ··· 0,8 V, so sind am Klangregelverstärker 50 ··· 80 mV erforderlich. Berücksichtigt man weiter, daß ein gewisser Abfall an den Entkopplungswiderständen (*R* 24, *R* 29) auftritt, so kann man mit einer Empfindlichkeit von 100 mV am NF-Eingang (*Bu* 1) rechnen.

*Die mischbaren Eingänge*

Das Mustergerät hat zwei mischbare Eingänge. Eingang 1 ist für den Anschluß von Signalquellen mit mittleren Innenwiderstand und mittleren Ausgangssignalen geeignet, wie Tonbandgeräte und Rundfunkempfänger. Der Eingangswiderstand beträgt etwa 100 kΩ und die Empfindlichkeit etwa 100 mV für Vollaussteuerung.

Der zweite Eingang hat eine stromgegengekoppelte MOSFET-Verstärkerstufe. Sie ist im Prinzip genauso aufgebaut wie die Stufen des Klangregelverstärkers. Durch den Wegfall des Source-(Katoden-)Kondensators aber tritt eine Stromgegenkopplung auf. Da der Drainwiderstand doppelt so groß ist wie der Sourcewiderstand (15 kΩ:7,5 kΩ), hat die Stufe nur eine 2fache Spannungsverstärkung.

Der Eingangswiderstand der Schaltung wird praktisch durch den Gatewiderstand gebildet und beträgt etwa 1 MΩ, ein für alle Piezosysteme ausreichender Wert. Durch die 2fache Verstärkung dieser Stufe beträgt die Empfindlichkeit des entsprechenden Eingangs etwa 50 mV für Vollaussteuerung. Besitzen die Transistoren des Klangregelverstärkers eine kleinere Steilheit als 0,7 mA/V und somit eine kleinere Stufenverstärkung als 10, kann dieser Verlust dadurch ausgeglichen werden, daß man den Sourcewiderstand mit einem Kondensator überbrückt und somit die maximal mögliche Stufenverstärkung erhält. Es ist außerdem möglich, durch Teilung des Sourcewiderstands noch beliebige Zwischenwerte zwischen 2facher und maximal möglicher Verstärkung zu erhalten.

*Erweiterter Eingangsteil*

Bild 2 zeigt eine Ausführung des Eingangs- und Mischteils, bei dem gleichzeitig drei mischbare Eingänge vorhanden sind, die alle mit MOSFET-Stufen bestückt sind. Durch einfache Umschalter ($S$ 1 und $S$ 2) lassen sich zwei der zugehörigen Mischpotentiometer auch direkt mit zwei weiteren Eingängen (4 und 5) ohne Verstärkerstufen verbinden. Man erhält so insgesamt fünf mischbare Eingänge, von denen jeweils drei gleichzeitig in Betrieb sein können.

Der Eingang 1 ist mit einer nichtgegengekoppelten MOSFET-Stufe bestückt, die für eine relativ hohe Verstärkung ausgelegt wurde (12- bis 20fach). Die Empfindlichkeit dieses Eingangs liegt somit je nach Verstärkungsgrad der nachfolgenden Stufen zwischen 5 und 20 mV bei Vollaussteuerung. Er eignet sich somit schon zum Anschluß von Kristallmikrofonen, mindestens aber von piezoelektrischen Tonabnehmern von Musikinstrumenten (Gitarre z. B.). Wegen der großen Aussteuerbarkeit der MOSFET durch die relativ gerade Kennlinie ist es möglich, die Lautstärke erst hinter der entsprechenden Verstärkerstufe zu regeln.

Dadurch wird das bei MOSFETs noch immer störende Eigenrauschen bei nicht voll aufgedrehtem Lautstärkeregler im gleichen Maße wie das Nutzsignal verringert. Das Eigenrauschen ist zumindest bei den Basteltransistoren auch der Grund dafür, daß die Eingangsempfindlichkeit begrenzt bleiben muß. Die mit der Schaltung für Eingang 1 erreichten 5 bis 20 mV stellen etwa die Grenze dar, an der das Rauschen noch erträglich ist.

Am Eingang 2 ist eine stromgegengekoppelte Sourceschaltung angeschlossen. Durch die Gegenkopplung erreicht man eine etwa 5fache Ver-

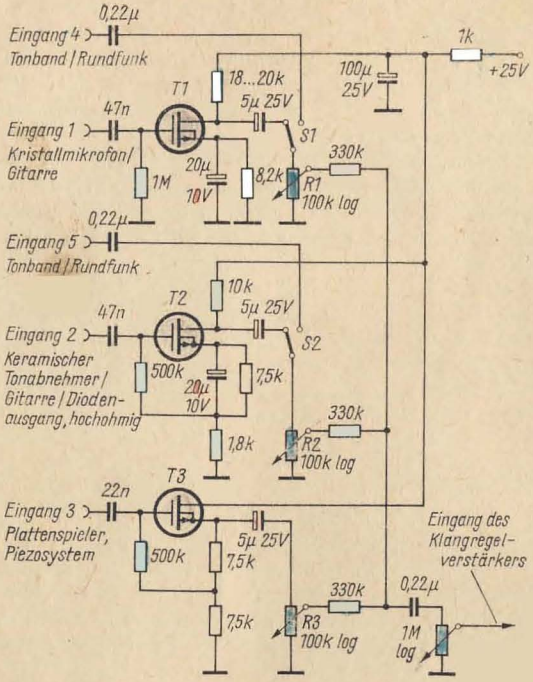



*Bild 2 Schaltung des Misch- und Eingangsteiles, erweitert auf Eingänge, von denen jeweils 3 gleichzeitig in Betrieb sein können*

stärkung. Der Eingangswiderstand beträgt 1 ··· 1,5 MΩ. Die Eingangsempfindlichkeit wird damit 20 ··· 50 mV, je nach nachfolgender Verstärkung. Der Eingang eignet sich damit für Piezoquellen mit mittleren Ausgangssignalen, wie piezokeramische Tonabnehmer, Gitarretonabnehmer und hochohmige Diodenausgänge von Rundfunkgeräten.

Eingang 3 hat eine nachgeschaltete Impedanzwandlerstufe (Sourcefolger), ähnlich dem sogenannten Katodenverstärker. Es findet keine Spannungsverstärkung statt. Der Eingangswiderstand dagegen wird sehr hoch, in der angegebenen Schaltung (je nach Steilheit des Transistors bis zu 5 MΩ).

Dieser Eingang ist daher zum Anschluß ergiebiger hochohmiger Signalquellen wie normale Kristalltonarme geeignet.

Die Eingänge 4 und 5 sind wahlweise einschaltbar, wobei die Eingänge 1 bzw. 2 gleichzeitig außer Betrieb gesetzt werden. Die Eingänge 4 und 5 haben die gleichen Eigenschaften wie Eingang 1 nach Bild 1.

Durch die Vergrößerung der Entkopplungswiderstände von 200 auf 300 kΩ gegenüber Bild 1 ergibt sich eine geringfügige Verminderung der Empfindlichkeit.

*Aufbau*

Der Verstärker nach Bild 1 wurde in ein (bereits vorhandenes) Gehäuse mit den Abmessungen 260 mm × 75 mm × 160 mm (Innenmaße) eingebaut. Bild 3 zeigt die Frontansicht ohne dekorative Frontplatte und Bedienungsknöpfe. Die Potentiometer sind in der oberen Hälfte nebeneinander angeordnet, darunter die zugehörigen Eingangsbuchsen, die Kontrollampe, der Netzschalter und die Lautsprecherbuchse.

Bild 4 zeigt den Innenaufbau des Verstärkers. Tragendes Element ist ein abgewinkeltes 1,5-mm-Alublech. Unmittelbar hinter der Frontplatte, an der sich die Bedienungselemente befinden, sind der Vorverstärker und der Klangregelverstärker angeordnet. Rechts ist der Endverstärker zu sehen, deutlich erkennbar an den *u*-förmig abgewinkelten Kühlblechen für die Endtransistoren. Der Rückseite des Gerätes zugekehrt (links oben im Bild), befindet sich der Netzteil mit dem Netztrafo, den Si-Gleichrichtern, den großen Lade- und den kleineren Siebkondensatoren. Der Koppelkondensator für den Lautsprecher ($C$ 5) ist ebenfalls in der Nähe des Netzteils.

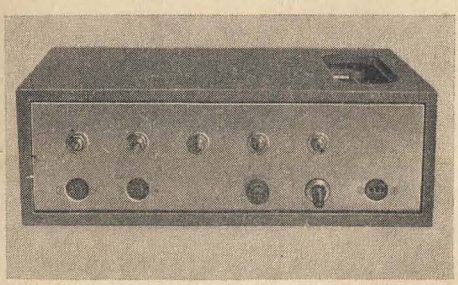


*Bild 3 Frontansicht des beschriebenen Mustergerätes, Schaltung nach Bild 1. Die Potentiometer haben von links nach rechts die Funktionen: Mischregler, Eingang 2 (R25), Mischregler Eingang 1 (R23), Lautstärkeregler (R30), Tiefenregler (R35), Höhenregler (R38). Darunter befinden sich in gleicher Reihenfolge: die Diodenbuchsen für die Eingänge 2 und 1, die Signallampe, der Netzschalter und die Ausgangsbuchse für den Lautsprecher*

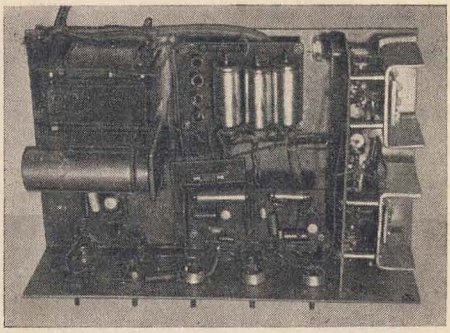


*Bild 4*
*Gesamtaufbau des beschriebenen Verstärkers*

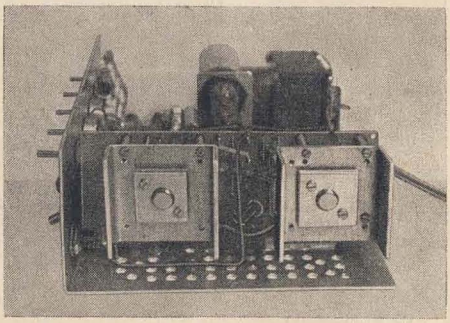


*Bild 5*
*Ansicht auf die Endstufe des Mustergerätes*

Bild 5 zeigt den Endverstärker, der bei raumsparenderem Aufbau noch etwas kürzer ausfallen könnte. Die Kühlbleche der Transistoren wurden aus einem Alublechstreifen von 60 mm Breite und 100 mm Länge gebogen, wovon die letzten 30 mm beidseitig *u*-förmig abgewinkelt wurden.

Die Wickeldaten des Netztrafos (Bild 1):

| | | | |
|---|---|---|---|
| Kerngröße: | M 65 | | |
| Wicklung I | Anschl. 1—2 | 1680 Wdg. | 0,24 mm ⌀ Cul |
| Wicklung II | Anschl. 3 | 1 Lage | 0,24 mm ⌀ Cul |
| Wicklung III | Anschl. 4—5 | 148 Wdg. | 0,65 mm ⌀ Cul |
| | Anschl. 5—6 | 20 Wdg. | 0,65 mm ⌀ Cul |
| | Anschl. 6—7 | 15 Wdg. | 0,65 mm ⌀ Cul |

*Inbetriebnahme*

Die Inbetriebnahme beginnt beim Endverstärker mit verringerter Betriebsspannung. [1] Hierzu wird der Abgriff mit der niedrigsten Span-

nung am Netztrafo verwendet. Zwischen die Kondensatoren $C$ 11 und $C$ 12 (Pluspol) wird zusätzlich noch ein Widerstand von etwa 50 Ω geschaltet. Zieht die Endstufe einen zu großen Strom, so tritt über dem 50-Ω-Widerstand ein großer Spannungsabfall auf, der die Verlustleistung in der Endstufe und im Netzteil begrenzt.

Einen zusätzlichen Schutz stellt die Sicherung dar, deren Ausfall auch durch das Verlöschen der Kontrollampe angezeigt wird. Letztere ist eine Telefon-Stecklampe für 60 V Betriebsspannung, und sie gibt bei einer Betriebsspannung von 25 ··· 36 V ein dezentes Licht ab. Sie ist außerdem mit etwa 25 mA eine gewisse Vorbelastung für den Netzteil.

Zur Erprobung der mit MOSFETs bestückten Vorstufen ist die volle Betriebsspannung erforderlich. Wie beschrieben, muß für die MOSFETs bei der niedrigsten Netzspannung und bei der größten Belastung des Netzteiles zwischen Source und Drain noch eine Spannung von mindestens 2 V zu messen sein. Anderenfalls sind der Source- und gegebenenfalls auch der Drainwiderstand zu verändern.

*Schlußbetrachtungen*

Der beschriebene Verstärker eignet sich für die gebräuchlichsten monofonen Übertragungszwecke. Die Ausgangsleistung ist dabei für den Hausgebrauch völlig ausreichend (zum Vergleich: *HSV 900* ≈ 6 W). Die Konzeption erlaubt eine Erweiterung der Eingänge bis auf 5. Bei Verwendung 5poliger Diodenbuchsen könnten z. B. die umschaltbaren Eingänge 1 und 4 bzw. 2 und 5 an den gleichen Buchsen liegen. Bei einem etwas gedrängteren Aufbau des Endverstärkers kann der Höhenregler über den Lautsprecherbuchsen angeordnet werden. Tiefen- und Lautstärkeregler werden um einen Platz nach rechts versetzt. Damit ist der Platz für einen zusätzlichen Mischregler geschaffen. Der Platz für die Diodenbuchse ist ohnehin vorhanden. Der erforderliche Platz für mindestens einen Umschalter ($S$ 1 oder $S$ 2 entsprechend Bild 2) kann leicht geschaffen werden, wenn der Netzschalter mit dem Lautstärkepotentiometer kombiniert wird. Anstelle der Kontrollampe, die den Platz des Netzschalters einnimmt, können dann der oder die Eingangsumschalter $S$ 1 bzw. $S$ 2 montiert werden.

**Literatur**


[1] *Müller, D.:* NF-Leistungsstufen mit Siliziumtransistoren, Elektronisches Jahrbuch 1973, Militärverlag der DDR, Berlin 1972, Seite 204 bis 214

[2] *Bottke, E.:* Sinusleistung — Musikleistung, radio fernsehen elektronik 18 (1969), Heft 14, Seite 449

[3] *Müller, D.:* Vorverstärker mit Feldeffekttransistor zum Anschluß von Kristalltonabnehmern, Funkamateur 21 (1972), Heft 3, Seite 120 bis 121

# 7-Kanal-Mischpult für die Diskothek

*Hans-Peter Kirchhoff*

In diesem Beitrag wird ein Mischpult beschrieben, das außer den notwendigen Vorverstärkern auch Mithörendverstärker hat, die über 7 Wahltasten mit den Vorverstärkern der Kanäle so verbunden werden können, daß ohne Beeinflussung des Mischprodukts jeder Kanal einzeln oder zusammen mit anderen abgehört werden kann. Dadurch eignet sich das Gerät besonders für den Einsatz in Diskotheken, da eine bessere Vorauswahl der Platten getroffen werden kann. Die schaltungstechnische Anordnung der Potentiometer stellt einen Kompromiß zwischen maximal möglichem Störspannungsabstand und geringer Anzahl von Verstärkerstufen sowie abgeschirmten Verbindungsleitungen zugunsten von letzterem dar. Die Schaltung ist demzufolge recht einfach und umkompliziert.

Eine großflächige Frontplatte gestattet eine übersichtliche Anordnung der Bedienungselemente sowie einen hohen Bedienungskomfort. 7 Kontrollampen unter den jeweiligen Klang- und Lautstärkepotentiometern zeigen die zur Zeit mitgehörten Kanäle an. Die Mithörlautstärke kann geregelt werden. Durch ein weiteres Potentiometer ist es möglich, das am Eingang für Mono-Mikrofon anliegende Signal auf den rechten

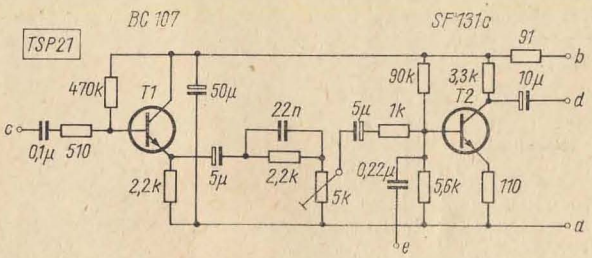



*Bild 1 Teilschaltplan TSP 21 (NF-Vorverstärker)*

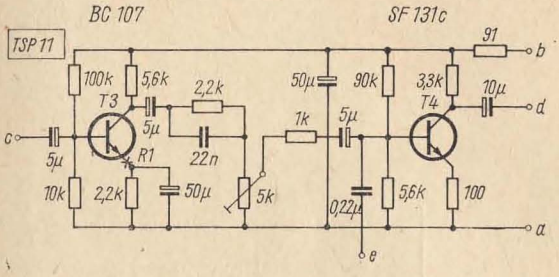



*Bild 2 Teilschaltplan TSP 11 (Mikrofon-Vorverstärker)*

bzw. linken Kanal zu verteilen. Die Ein/Aus-Schaltung erfolgt mit einer Leuchttaste.

Der Signalweg wird vom Plattenspielereingang 2 aus verfolgt. Zunächst gelangt das Signal über 510 Ω (Schwingneigungsdämpfung) an die Basis von T 1, der in Kollektorschaltung arbeitet. Der Eingangswiderstand ist etwa 200 kΩ. Es können Plattenspieler mit eigenem Entzerrverstärker und dadurch bedingtem niedrigem Ausgangswiderstand angeschlossen werden. Geräte mit hohem Ausgangswiderstand wie Plattenspieler mit Kristall- oder keramischem System können mit dem Eingang 1 verbunden werden, der durch einen Vorwiderstand entsprechend hochohmig ausgelegt wurde.

Das Signal wird am Emitter von T 1 ausgekoppelt und über einen Hochpaß dem Einstellregler 5 kΩ zugeführt. An ihm können die Stufen-

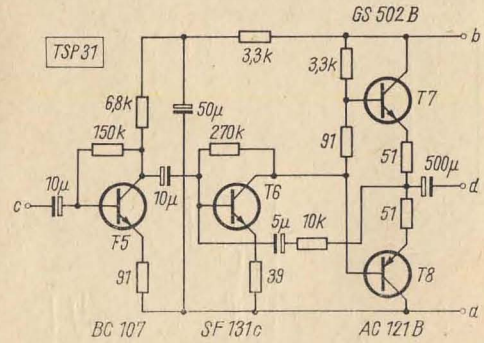
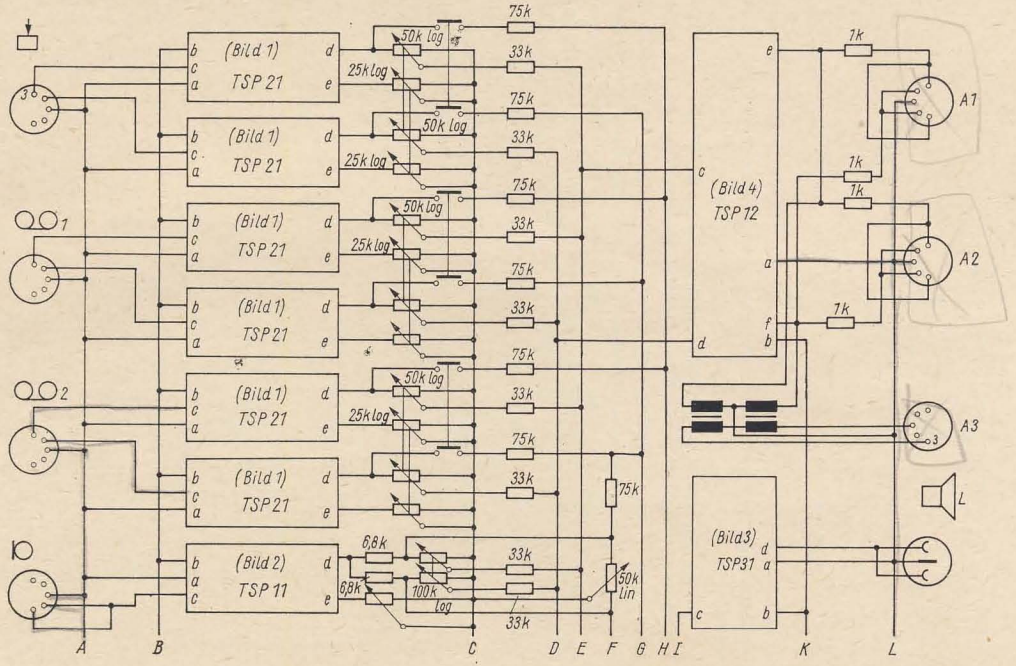



*Bild 3 Teilschaltplan TSP 31 (Abhörverstärker)*


(Bild 1) TSP 21
(Bild 2) TSP 11
(Bild 4) TSP 12
(Bild 3) TSP 31
50k log
25k log
75k
33k
1k
6,8k
100k log
50k lin
A1
A2
A3
L
A
B
C
D
E
F
G
H
I
K
L

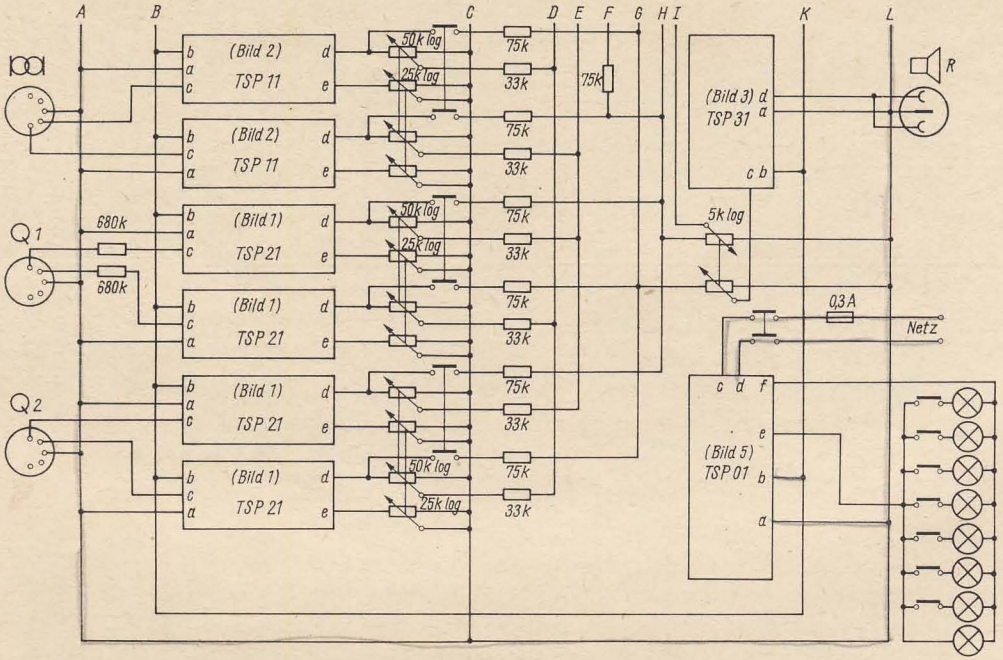



*Bild 4 Gesamtschaltung des 7-Kanal-Mischpultes*

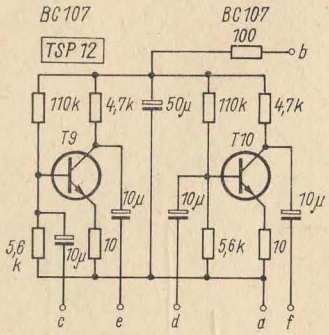



*Bild 5*
*Teilschaltplan TSP 12 (Ausgangsverstärker)*

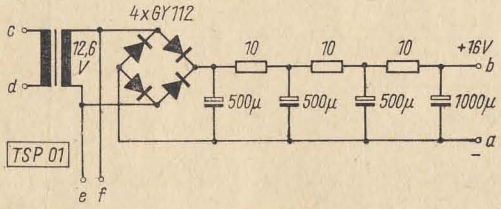



*Bild 6*
*Teilschaltplan TSP 01 (Netzteil)*

verstärkung und die Kanalgleichheit und damit die maximale Eingangsspannung eingestellt werden. Das maximale Eingangssignal wird in T 2 bei maximaler Höhenanhebung und $f = 16$ kHz auf 4 V NF am Ausgang verstärkt. An der Basis von T 2 befindet sich eine regelbare Höhenabsenkung durch die Reihenschaltung von 0,22 µF und 25 kΩ. Durch entsprechende Reglerstellung des Potentiometers 25 kΩ sind Höhenabsenkung, linearer Frequenzverlauf und Höhenanhebung möglich.

Vom Ausgang d gelangt das Signal über das Lautstärkepotentiometer und einen Trennwiderstand, zur Vermeidung von gegenseitiger Beeinflussung der Regler, an die Basiselektrode von T 9 (rechter Kanal: T 10). Mit T 9 wird der Pegelverlust ausgeglichen und das Signal den Ausgängen A 1 und A 2 zugeführt. Für den Anschluß eines zusätzlichen Verstärkers für Pseudoquadrofonie wird die Differenz der beiden Stereokanäle über NF-Transformatoren ausgekoppelt und dem Ausgang A 3 zugeführt. Vom Ausgang d des Vorverstärkers gelangt das Signal bei Niederdrücken der entsprechenden Wahltaste über einen Trennwiderstand von 75 kΩ,

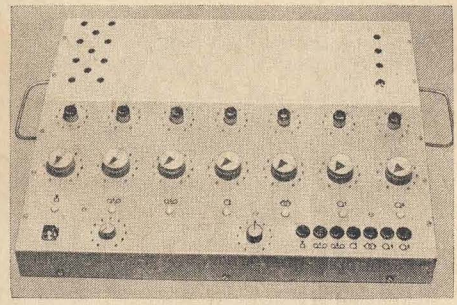


*Bild 7*
*Ansicht des ausgeführten 7-Kanal-Mischpultes*

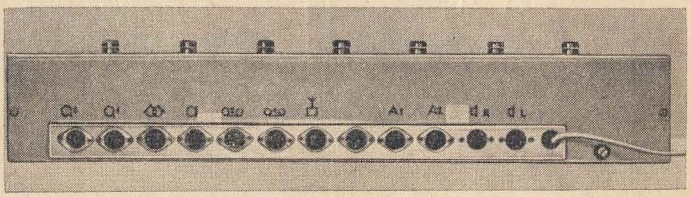


*Bild 8 Rückansicht des 7-Kanal-Mischpultes* *Fotos: Autor*

über das Lautstärkepotentiometer an den Eingang C des Mithörverstärkers. In T 5 und T 6 wird es weiterverstärkt und der Komplementärendstufe mit T 7 und T 8 zugeführt. Die Endstufe hat einen Anschlußwiderstand von $> 200\ \Omega$. An $400\ \Omega$ werden $> 50$ mW abgegeben. Das entspricht der für einen Kopfhörer minimal notwendigen Leistung. Zur Kühlung von T 7 und T 8 genügen Kühlsterne.

Der Signalweg von den anderen Eingängen (außer Mono-Mikrofon) verläuft analog. Jeweils nach den Trennwiderständen 33 kΩ erfolgt die Mischung der Kanäle. Die Schaltung des Vorverstärkers nach Bild 2 weicht in der 1. Stufe vom vorher beschriebenen ab. Durch die nichtgegengekoppelte Emitterstufe wird ein Eingangswiderstand $< 5$ kΩ erreicht. Dieser ist an dynamische Mikrofone angepaßt.

Wird ein Eingangswiderstand $> 5$ kΩ gewünscht, muß im Emitterzweig von T 3 eine Stromgegenkopplung mit $R\,1 = 68\ \Omega$ erfolgen. Der Ausgang des Vorverstärkers für Mono-Mikrofon wird auf die Stereokanäle so verteilt, daß eine Balanceregelung mit dem Potentiometer 50 kΩ linear möglich ist. Die Trennwiderstände 6,8 kΩ vermeiden eine Pegeldämpfung des jeweils anderen Stereokanals bei Anschlagstellung des Balancereglers. Die Erhöhung des Widerstandes für das Tandempotentiometer für Lautstärke auf 100 kΩ ist erforderlich, um den Spannungsverlust über dem Widerstand 5,8 kΩ gering zu halten.

Der Netzteil ist einfach aufgebaut und erzeugt bei einer Trafospannung von 12,6 V rund 16 V am Ausgang. Der pulsierende Gleichstrom nach der Gleichrichtung wird durch eine einfache, aber zuverlässige Siebkette geglättet.

Ergänzend sei noch bemerkt, daß sich durch höheren Aufwand an Bauelementen verschiedene Parameter verbessern lassen, so z. B.:

- der Störspannungsabstand;
- die Driftspannungsunabhängigkeit von T 2, T 9, T 10;
- der Innenwiderstand und die Ausgangsleistung der Endverstärker;
- die Stabilität der Betriebsspannung;
- die Linearität und der Regelumfang der Klangregelung;
- die gegenseitige Beeinflussung verschiedener Signale beim Mithören.

Trotz des dazu erforderlichen höheren mechanischen und elektrischen Aufwandes sind die damit erreichbaren Parameterveränderungen so gering, daß sie keine hörbaren Verbesserungen beim praktischen Betrieb bewirken. Nach den Erfahrungen des Verfassers stellt die zuvor erläuterte Schaltung eine für den praktischen Betrieb brauchbare und ausreichende Lösung dar, deren Aufwand in einem vertretbaren Verhältnis zum Ergebnis steht.

# Kombinierter Sinus- und Rechteckgenerator mit MOSFET

*Walter Koch*

Im folgenden Beitrag wird ein Sinus-/Rechteckgenerator beschrieben, bei dem im Eingang des Verstärkers ein MOSFET-Transistor eingesetzt wurde. Die Schaltung arbeitet in einem Frequenzbereich von 10 Hz bis 150 kHz. Das Gerät hat einen breiten Anwendungsbereich.

## 1. Allgemeines

Die Vorteile von MOSFET-Transistoren sind eine Ursache für ihren schnellen Einzug in die Technik. Bei sorgfältiger Beachtung der Einbau- und Lötvorschriften [3] und durch elektronische Maßnahmen ist die leichte Zerstörung des MOSFET durch Überschreiten der zulässigen Gate-Source-Spannung weitgehend zu vermeiden. Eine Beschäftigung mit diesen relativ neuen Bauelementen ist für den ernsthaften Elektronikamateur unerläßlich. Die eigene Arbeit wird erleichtert durch das nunmehr

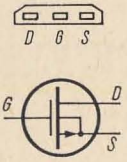



*Bild 1*
*Schaltzeichen und Anschlußschema für die MOSFET SM 103 und SM 104*

größere Angebot von MOSFETs zu erschwinglichen Preisen, besonders dann, wenn auf die Bastel-MOSFETs *(SM 103, SM 104)* zum Preis von 1,40 M zurückgegriffen werden kann. Die vom Kombinat VEB *Funkwerk Erfurt* hergestellten unipolaren Transistoren vom Typ MOSFET haben die Bezeichnungen *SM 103* und *SM 104*, sie sind vom n-Kanal-Verarmungstyp. Schaltzeichen und Anschlußschema sind in Bild 1 wiedergegeben.

### *1.1. Sinusgenerator mit Wien-Brücke*

Beim Aufbau von Tongeneratoren mit Röhrenverstärkern und einer *Wien*-Brücke im Rückkopplungszweig ergeben sich keine wesentlichen Schwierigkeiten. Beim Einsatz von Transistoren stört jedoch der geringe Eingangswiderstand des ersten Transistors im Verstärkerzweig, durch den die *Wien*-Brücke unzulässig belastet wird. Durch eine *Darlington*-Schaltung zweier Transistoren zu einem Eingangstransistor mit hohem Eingangswiderstand läßt sich dieser Mangel beheben. Aber im Hinblick auf den hohen Eingangswiderstand von MOSFETs bieten sich diese Bauelemente für den Aufbau von Sinusgeneratoren mit einer *Wien*-Brücke im Rückkopplungszweig geradezu an. Angeregt durch die Schaltungen in [1] und [2], erfolgte der Aufbau der vorliegenden Schaltung des kombinierten Sinus-/Rechteckgenerators mit einem MOSFET aus der DDR-Produktion. Bild 2 zeigt die Schaltung des Gerätes. Die Frequenzeinstellung erfolgt in der *Wien*-Brücke über regelbare *RC*-Glieder. Auf Grund des hohen Eingangswiderstandes des MOSFET kann mit relativ kleinen Kapazitäten und großen Widerständen ein sehr großer Frequenzbereich erfaßt werden. Mit den Werten $P\,1 = P\,2 = 500\,\text{k}\Omega$ und $C\,1 = C\,2 = 10\,\text{nF}$ läßt sich annähernd der gesamte NF-Bereich erfassen.

Wer auf eine Feineinstellung der Frequenz nicht verzichten möchte, kann mit umschaltbaren Festkondensatoren und einem Tandempotentiometer mit kleinerem Widerstand den NF-Bereich in mehrere Teilbereiche unterteilen. Im Mustergerät erfolgte die Einteilung der Frequenzen in 4 Teilbereiche:

Bereich A – 15 Hz··· 150 Hz
B – 150 Hz··· 1,5 kHz
C – 1,5 kHz··· 15 kHz
D – 15 kHz··· 150 kHz

Diese Bereiche mit genügender Überlappung an den Bereichsgrenzen ergeben sich mit den Werten für den Tandemregler $P\,1_a = P\,2_a = 5\,\text{k}\Omega$ für alle 4 Bereiche und den einzelnen Bereichskondensatoren:

Bereich A $C\,1 = C\,2 = 2\,\mu\text{F}$
B $C\,3 = C\,4 = 200\,\text{nF}$
C $C\,5 = C\,6 = 20\,\text{nF}$
D $C\,7 = C\,8 = 2\,\text{nF}$

Der im Sourcezweig liegende Kaltleiter in Form einer Glühlampe (3,8 V, 0,07 A) stellt eine ausreichende Amplitudenkonstanz her. Mit dem Einstellregler $P\,3$ erfolgt die richtige Einstellung des Arbeitspunktes, der dann erreicht ist, wenn bei größer werdender Amplitude eine gleichmäßige Abkappung der oberen und unteren Halbwelle der Sinuslinie ein-

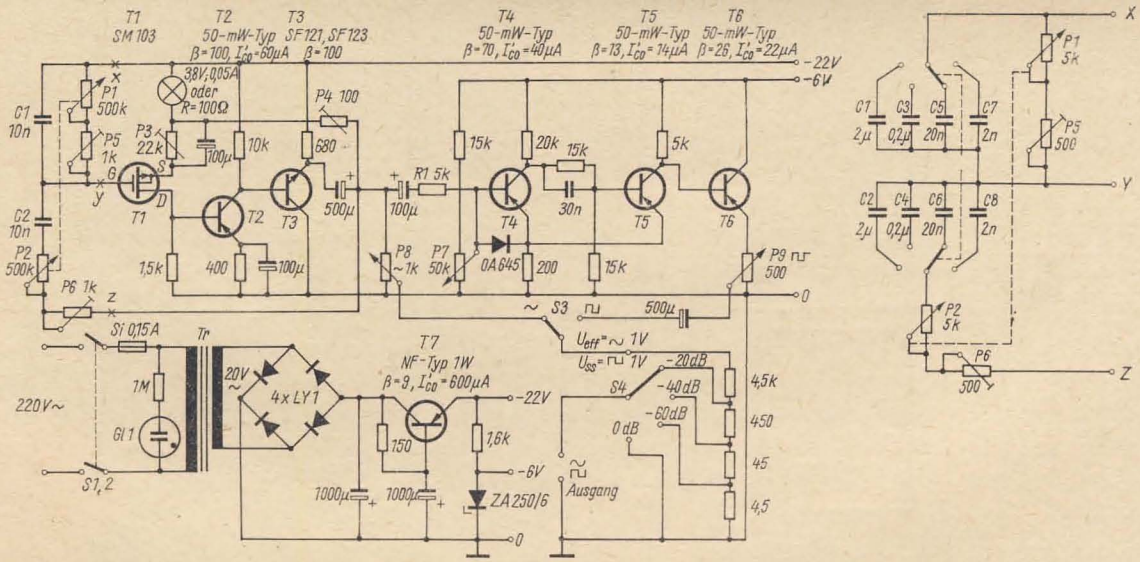



*Bild 2 Schaltung des Sinus-/Rechteckgenerators mit einem MOSFET in der Eingangsschaltung*

tritt. Zu dieser Einstellung ist die Verwendung eines Oszillografen unumgänglich. Die Amplitudenregelung erfolgt mit dem Einstellregler $P$ 4. Im Mustergerät betrug der endgültige Wert für $P$ 4 nur 5 Ω. Bei sorgfältigem, wechselseitigem Abgleich der Einstellregler $P$ 3 und $P$ 4 läßt sich eine Sinusspannung mit ausreichend konstanter Amplitude und geringem Klirrfaktor einstellen. Sollten bei diesem Abgleich Schwierigkeiten, vor allem im Hinblick auf die Amplitudenkonstanz, in Verbindung mit der Schwingneigung des Generators auftreten (besonders an den hochfrequenten Enden der Bereiche), so sind meist Gleichlauffehler des Tandempotentiometers $P$ 1, $P$ 2 die Ursache. Eine Korrektur in bescheidenen Grenzen läßt sich mit den Einstellreglern $P$ 5 und $P$ 6 durchführen. Für einen niedrigen Ausgangswiderstand des Generators sorgt der Emitterfolger mit T 3.

### *1.2. Rechteckgenerator mit Schmitt-Trigger*

Die Umformung einer Sinusspannung in eine Rechteckspannung erfolgt mit einem *Schmitt*-Trigger mit anschließendem Emitterfolger, der wiederum eine geringe Ausgangsimpedanz für den Rechteckgenerator herstellt. Der Widerstand $R$ 1 verhindert Rückkopplungen zwischen Rechteck- und Sinusgenerator, während das Potentiometer $P$ 7 eine Einstellung des Tastverhältnisses der Rechteckspannung zuläßt. Ausführliche Beschreibungen des *Schmitt*-Triggers und der *Wien*-Brücke sind in der Literatur zahlreich zu finden. [4, 5]

#### *1.2.1. Signalausgang*

Wahlweise gelangen Sinus- oder Rechteckspannung über den zweipoligen Umschalter $S$ 3 und den Stufenschalter $S$ 4 an den Ausgang des Gerätes. Der Stufenschalter $S$ 4 läßt die Einstellung feststehender, gebräuchlicher Dämpfungswerte zu. Für diesen Zweck ist es jedoch notwendig, die Sinus- und Rechteckspannung vorher zu eichen. Das geschieht für die Sinusspannung bei $U_{\text{eff}} = 1$ V mit einer Markierung am Potentiometer $P$ 8 und für die Rechteckspannung bei $U_{\text{ss}} = 1$ V mit einer Markierung am Potentiometer $P$ 9. Die Markierungen an den Potentiometern $P$ 8 und $P$ 9 lassen sich mit einem Oszillografen oder einem geeigneten Meßgerät finden.

#### *1.2.2. Netzteil*

Der Netzteil muß für die Versorgungsspannungen des Sinus- und Rechteckgenerators ausgelegt sein:

Sinusgenerator 20···24 V, etwa 40 mA;

Rechteckgenerator 6 V stab., etwa 10 mA.

Nach Abnahme am Trafo und anschließender Zweiweggleichrichtung wird die Versorgungsspannung elektronisch mit einem Transistor sorgfältig gesiebt. Wegen der starken Amplitudenabhängigkeit der Rechteckspannung wird die Betriebsspannung des Reckteckgenerators mit einer geeigneten Z-Diode auf 6 V stabilisiert. Alle verwendeten Halbleiterbauelemente, mit Ausnahme der Z-Diode, stammen aus dem Bastlersortiment.

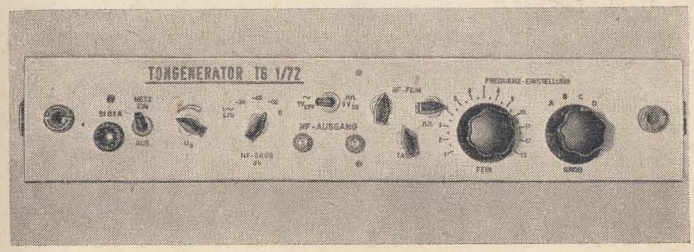



*Bild 3 Vorschlag für die Gestaltung der Frontplatte des beschriebenen Generators*

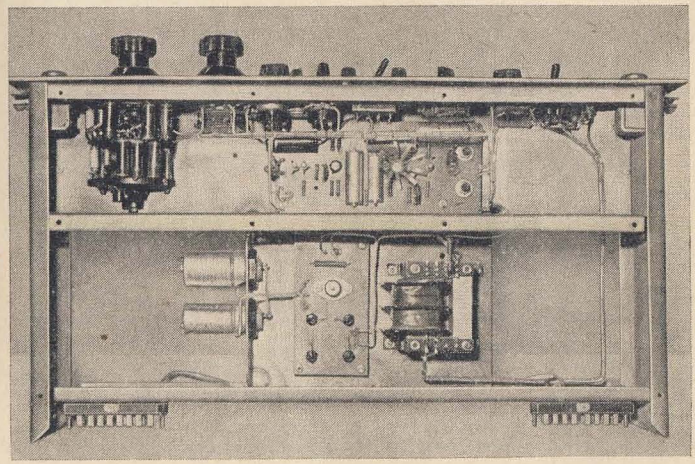


*Bild 4a Innenansicht des Sinus-/Rechteckgenerators*

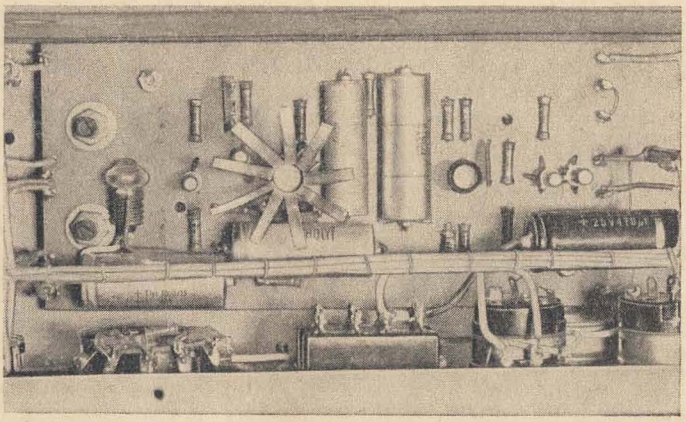


*Bild 4b Blick auf die Platine des Sinus-/Rechteckgenerators*

### *1.2.3. Aufbau*

Sinus- und Rechteckgenerator sind vom Netzteil getrennt in gedruckter Schaltung aufgebaut. Die Innenansicht des Gerätes geht aus Bild 4 hervor. Beim Selbstbau von Geräten sollte niemals auf eine sorgfältige Gestaltung von Gehäuse und Frontplatte verzichtet werden, sie stellen den Schlußpunkt beim Bau solcher Geräte dar. Einen Vorschlag für die Gestaltung der Frontplatte zeigt Bild 3. In eine weiße Plastplatte ist schwarze Schrift graviert. Das Gehäuse ist ein Normeinschub.

Die Frequenzeichung wurde mit einem industriellen Tongenerator vorgenommen. Das Ablesen der Frequenz erfolgte beim Mustergerät aus einer Eichkurve. Später wurde nach dieser Kurve eine in Frequenzen geeichte Skale gefertigt.

**Literatur**


[1] *Pye, C.:* Low Distortion 30 Hz ... 20 kHz Oscillator, Wireless World, Januar 1970, Seite 12

[2] *Jakubaschk, H.:* Transistorisierter Sinus- und Rechteckgenerator, Radio und Fernsehen, Heft 20/1966, Seite 629

[3] RFT-Information Bauelemente MOS-Feldeffekttransistor SM 103, SM 104, VEB Kombinat *Funkwerk Erfurt*

[4] *Fischer, H.-J.:* Einführung in die Dioden- und Transistortechnik, Teil 2: Transistortechnik, Praktischer Funkamateur, Bd. 82, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971, Seite 90

[5] *Schmidt, R.:* Schwingungserzeugung mit Elektronenröhren, Praktischer Funkamateur, Bd. 24, Verlag Sport und Technik, Neuenhagen 1962, Seite 68

# Transistorempfänger für K-M-U-Empfang

*Wolfram Kürth*

Ein Kofferradio, das neben den AM-Bereichen auch den UKW-Bereich enthält, ist bei entsprechender Größe und Klangqualität durchaus nicht als »Heule« zu betrachten, sondern stellt eine Ergänzung zum nichttransportablen Heimempfänger dar. Unsere Industrie hat in der letzten Zeit ein sehr reichhaltiges Sortiment solcher Geräte auf den Markt gebracht. Der Gedanke liegt nahe, sich ein solches Gerät selbst zu bauen, zumal die recht niedrigen Preise für Halbleiterbauelemente die Kosten dafür erheblich senken.

Manch einer hat vielleicht schon den Gedanken gehabt, den Selbstbau eines solchen Geräts zu beginnen, der Aufwand an Meßgeräten zum Abgleich hielt ihn aber davon ab. Nicht jeder wird wohl in der Lage sein, sich einen AM-FM-Meßsender zu beschaffen. Es soll deshalb im folgenden gezeigt werden, daß es auch möglich ist, praktisch ohne Meßgerät (nur ein *Multizet* zum Einstellen der Arbeitspunkte der Transistoren wäre zu empfehlen) einen leistungsfähigen AM-FM-Super aufzubauen und abzugleichen, der den industriellen Geräten durchaus gleichwertig sein kann.

Der beschriebene Super hat die Wellenbereiche K-M-U und eine NF-Ausgangsleistung von etwa 1,5 W. Es sei aber vorausgeschickt, daß ein AM-FM-Super dieser Größenordnung einige Erfahrungen im Empfängerbau, mechanischer sowie elektrischer Art, voraussetzt und deshalb nicht dem Anfänger als Erstlingswerk zu empfehlen ist.

*Schaltungsbeschreibung*

Die Schaltung untergliedert sich wie üblich in Tuner, AM/FM-ZF- und NF-Teil. Zusätzlich wurde im Mustergerät noch eine Transistorkaskode eingebaut, die sich mit wenigen Handgriffen vor den Tuner schalten läßt. Somit kann in Gegenden, in denen schlechte UKW-Empfangsbedingungen herrschen, die Empfindlichkeit gesteigert werden. In sendernahen Gebieten empfiehlt es sich nicht, die Kaskode vorzuschalten, da sehr leicht Kreuzmodulation in der Mischstufe entsteht, wodurch der Empfang schwächerer Sender unmöglich werden kann. Auf eine Beschreibung der Kaskode wird verzichtet.

*Aufbau der einzelnen Baugruppen*

Die komplette Schaltung wurde erst als Versuchsschaltung aufgebaut und die günstigste Dimensionierung ermittelt. Der Zusammenbau erfolgte dann baugruppenweise. Natürlich kann man auch alles auf einer Platine unterbringen. Den Aufbau macht man zweckmäßigerweise von der Gehäusegestaltung abhängig.

*Tuner*

Der Tuner besteht aus der selbstschwingenden Mischstufe mit dem Transistor *GF 131* und der Vorstufe *GF 132*. Beide Stufen arbeiten in Basisschaltung. Im Kollektorkreis des 1. Transistors liegt der abgestimmte Zwischenkreis. Die Abstimmung erfolgt kapazitiv. Der Oszillatorkreis ist bei etwa 2/3 vom kalten Ende angezapft, um eine Verstimmung des Oszillators bei Speisespannungsänderungen klein zu halten. Bei einer Verwendung von Monozellen entfällt deshalb eine besondere Maßnahme zur Spannungsstabilisierung. Im Kollektorkreis des *GF 131* liegt das 1. ZF-Bandfilter (FM 4 und FM 5). Die beiden Filter, wie auch die Filter des ZF-Teils, sind Originalteile des *Vagant* vom VEB Kombinat *Stern-Radio* Berlin.

Der Tuner wird in einem kleinen Kästchen aus kupferkaschiertem Halbzeug aufgebaut (Bild 2 und Bild 3), das zur Vermeidung von Störstrahlung mit einer Kappe aus 0,5 mm starkem Messingblech abgeschirmt wurde. Die Spannungszuführung erfolgt über einen Durchführungskondensator, der in eine Seitenwand eingelötet wurde. Die Plusleitung sowie die Verbindungen der Bandfilter sind ausgeätzt, und die übrige Fläche wird als Masseleitung genutzt. Um eine möglichst kurze Verdrahtung zu gewährleisten, werden die übrigen Verbindungen freitragend ausgeführt, die Masseverbindungen, Drehkondensator- und Spulenanschlüsse dienen als Stützpunkte.

Der verwendete Drehkondensator hat eine Kapazität von $2 \times 12$ pF. Die Spulen wurden aus versilbertem Cu-Draht auf Spulenkörper vom Durchmesser $7 \times 30$ mm mit Messingkern gewickelt. Besser wäre die Verwendung von HF-Eisenkernen, doch ist deren Beschaffung nicht ganz einfach. Wer keinen versilberten Draht zur Verfügung hat, kann auch CuL-Draht verwenden. Es ist darauf zu achten, daß die Spulen mit einem Abstand zwischen den Windungen gewickelt werden, der ungefähr dem Drahtdurchmesser entspricht. Alle Verbindungen im Tuner sind so kurz wie möglich auszuführen. Falls sich eine Verwendung von Schaltdraht nicht vermeiden läßt, nimmt man etwa 1 mm dicken, möglichst versilberten Cu-Draht. Die Kondensatoren sollen keramische Ausführungen sein.

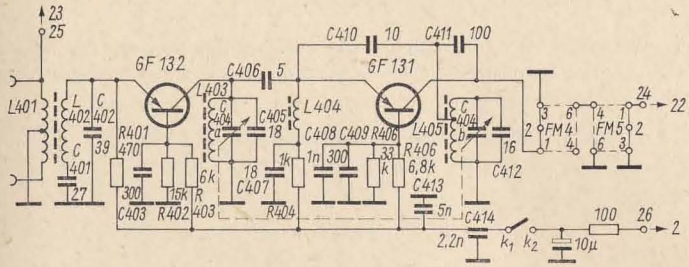



*Bild 1 Schaltung des UKW-Tuners, k1 und k2 sind Kontakte am Tastensatz*

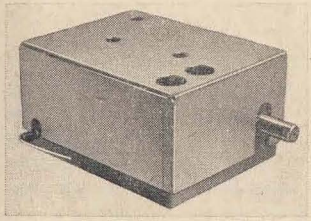


*Bild 2*
*Ansicht des fertiggestellten UKW-Tuners*

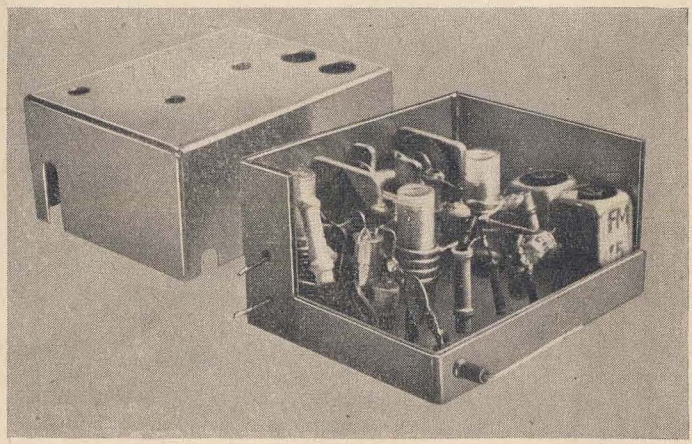


*Bild 3 Blick in den UKW-Tuner, links der Eingangsübertrager, rechts davon die Zwischenkreisspule, neben den Filtern die Oszillatorspule*

*Spulendaten*

Die Windungszahlen gelten für die angegebenen Spulenkörper mit Messingkern. Sollten HF-Kerne verwendet werden, so sind die Windungszahlen auf etwa 2/3 zu reduzieren.

$L$ 401 – 2mal 2 Wdg., 0,8 mm CuL, bifilar zwischen $L$ 402

$L$ 402 – 8 Wdg., 0,8 mm CuAg

$L$ 403 – 4 Wdg., 0,8 mm CuAg

$L$ 405 – 4 Wdg., 0,8 mm CuAg, angezapft bei 2 3/4 Wdg. vom kalten Ende

$L$ 404 – 9 Wdg., 0,2 mm CuL, auf Ferritkern, 2 mm ∅, 7 mm lang.

*AM/FM-ZF- und AM-Teil*

Der FM-ZF-Verstärker ist 3stufig ausgeführt. Die Schaltung wurde an die des *Vagant* angelehnt. Man erkennt auf dem Foto im Mustergerät unterhalb des Tastensatzes noch eine 4. ZF-Stufe, die zusätzlich eingebaut wurde, um die ZF-Verstärkung noch etwas zu erhöhen, was aber nicht unbedingt nötig ist. Die ZF-Stufen (3 × *GF 130*) arbeiten in Emitterschaltung. Als Arbeitspunkt stellt man einen Kollektorstrom von etwa 1 mA ein. Eine Neutralisation der FM-ZF erfolgt, wenn nötig, durch *LC*-Glieder zur Basis der Transistoren. Die Werte der Kondensatoren probiert

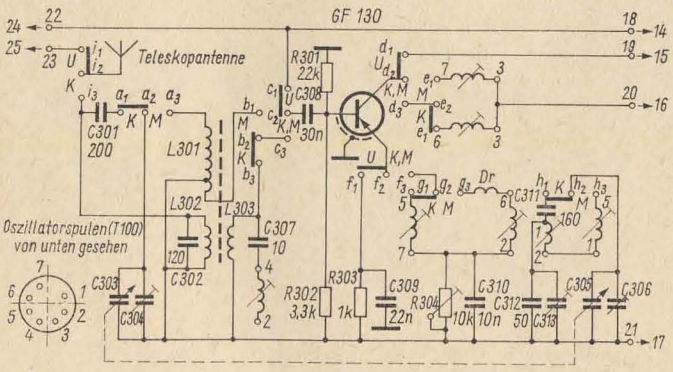



*Bild 4 Schaltung der AM-Mischstufe bzw. 1. FM-ZF-Stufe; C304, C306, C313 sind keramische Scheibentrimmer 10-40 pF; $a_1$ bis $i_3$ sind Kontakte des Tastensatzes*

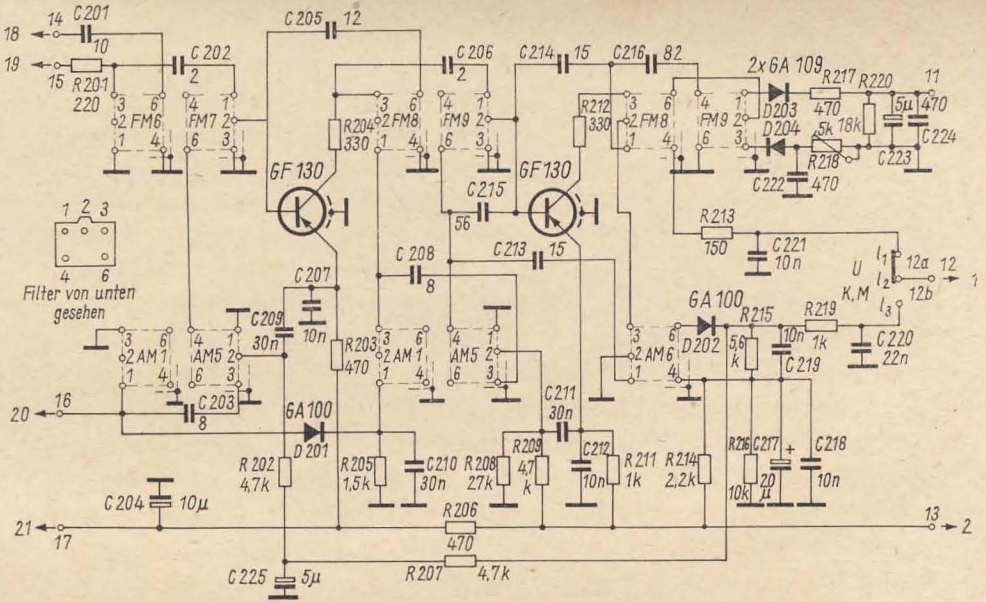



*Bild 5 Schaltung für das AM/FM-ZF-Teil; die Punkte 11, 13 bis 17 sind Lötösen, $l_1$ bis $l_3$ sind Kontakte des Tastensatzes; C204 befindet sich nicht auf der Platine*

man am besten aus. Die erforderlichen Koppelwicklungen sind in den Filtern mit enthalten. Als Demodulator arbeitet ein unsymmetrischer Ratiodetektor. FM 8 und FM 9 bilden das Ratiofilter. Der Regler *R* 218 dient zur AM-Unterdrückung.

Der 1. FM-ZF-Transistor wird bei AM-Empfang als selbstschwingender Mischer umgeschaltet. Drehkondensator, Oszillatorspulen, Drossel Dr sowie die Vorkreisspulen sind Originalteile des *T 100*. Falls die Vorkreisspulen nicht erhältlich sind, kann man sie auch selbst wickeln.

*L* 301 – 80 Wdg., HF-Litze, angezapft bei 10 Wdg,

*L* 302 – 10 Wdg., HF-Litze

*L* 303 – 2 Wdg., HF-Litze, auf *L* 302

Dr – 30 Wdg., 0,2 mm CuL, auf 3-mm-Ferritkern

Die Drossel Dr verhindert beim MW-Empfang eine Mischung der Oberwellen des Oszillators mit Kurzwellenstationen. Die Trimmer *C* 304 und *C* 306 können auch weggelassen werden, da ja am Drehkondensator die zum Abgleich nötigen Trimmer vorgesehen sind. Die Trimmer waren im Mustergerät nötig, um ein bequemes Abgleichen zu ermöglichen.

Die 2. und die 3. FM-ZF-Stufe arbeiten gleichzeitig als AM-ZF-Verstärker. Der 1. ZF-Transistor erhält zur Schwundregelung eine Regelspannung von der Demodulatordiode. Die Dämpfungsdiode D 201 unterstützt diese Regelung.

Der Aufbau der Mischstufe erfolgte auf dem Tastensatz. Verwendet wurde ein Tastensatz mit 3 voneinander abhängigen Tasten und jeweils 4 Wechselkontakten. Die ehemals runden Tasten wurden durch Tasten vom *Stern-Elite* ersetzt. Es wurde in konventioneller Weise verdrahtet, da die Realisierung einer gedruckten Schaltung bei dem verwendeten Tastensatz schwierig war.

Der Aufbau des ZF-Teils erfolgte in gedruckter Schaltung (Bild 6). Die Platine wurde aus platztechnischen Gründen gegenüber der Originalplatine des *Vagant* etwas schmaler gehalten. Die verschiedenen Anschlußpunkte wurden als Lötösen herausgeführt, die eine spätere Verdrahtung sehr gut gestatteten.

### *NF-Teil*

Um eine gute UKW-Wiedergabe zu erzielen, wurde eine eisenlose Endstufe gewählt. Die Schaltung ist in [3] beschrieben. Vor dem Endverstärker mit dem komplementären Paar *(AD 161/AD 162)* befinden sich die Treiberstufe *(GC 301* d*)* und 2 Vorverstärkerstufen *(SF 131 D, GC 100* c*)*. Wenn man in der 2. Stufe einen Transistor mit genügend großer Stromverstärkung ($\beta \approx 400$) einsetzt, kann die 1. Stufe entfallen.

Die Höhenanhebung bzw. -absenkung erfolgt durch eine regelbare Gegenkopplung, die Baßregelung (Beschneidung der Tiefen) befindet

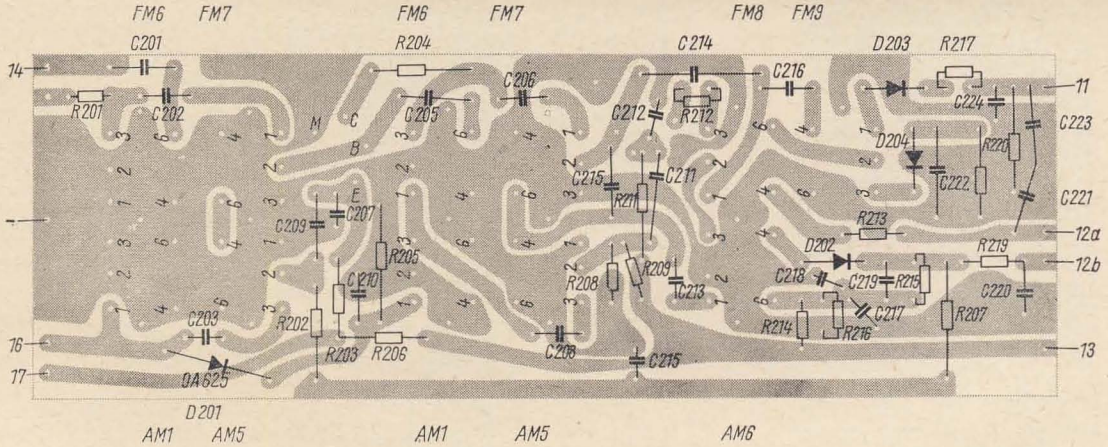



*Bild 6 Leitungsführung und Bestückungsplan der Platine des AM/FM-ZF-Verstärkers (Maßstab 1:1)*

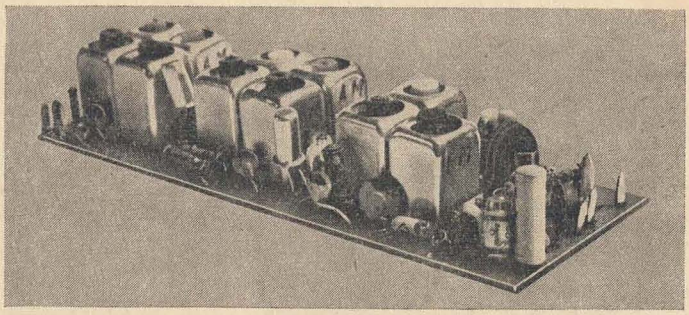


*Bild 7 Ansicht der bestückten AM/FM-ZF-Platine*

sich zwischen dem 1. Vorverstärker und der gehörrichtigen Lautstärkeregelung. Der Ruhestrom beträgt etwa 25 mA, der Übertragungsbereich reicht von 40 Hz bis 20 kHz. Die erreichbare Ausgangsleistung ist 2 W. Im Mustergerät wurde ein 5-Ω-Lautsprecher verwendet, der sich durch sehr gute Klangeigenschaften auszeichnet. Dadurch geht die Ausgangsleistung auf etwa 1,5 W zurück, was aber wohl den meisten Ansprüchen noch genügt.

Der Aufbau erfolgte in gedruckter Schaltung (Bild 10). *C* 101 ist ein Lackfilmkondensator, *R* 117 und *R* 118 wurden aus Widerstandsdraht gewickelt. Die Verlustleistung der Endtransistoren liegt bei 4 bzw. 6 W, deshalb sind keine Kühlkörper erforderlich, und die Transistoren können direkt auf der Platine montiert werden. Die Bauelemente für die Klang- und die Lautstärkeregelung befinden sich nicht auf der Platine; die dazugehörigen Widerstände und Kondensatoren wurden um die Potentiometer angeordnet.

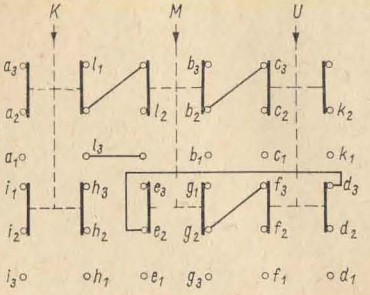



*Bild 8*
*Kontakte des Tastensatzes; gezeichnete Stellung: keine Taste gedrückt*

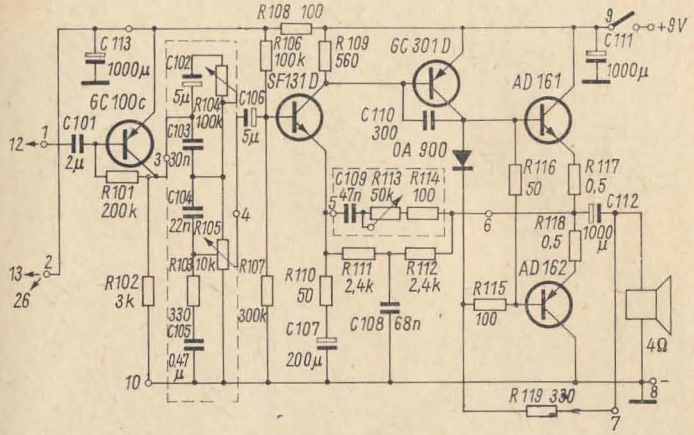



*Bild 9 Schaltung für das NF-Teil; die Punkte 1 bis 10 sind Lötösen; C111, C112 sowie die Teile in den gestrichelt gezeichneten Kästen befinden sich nicht auf der Platine*

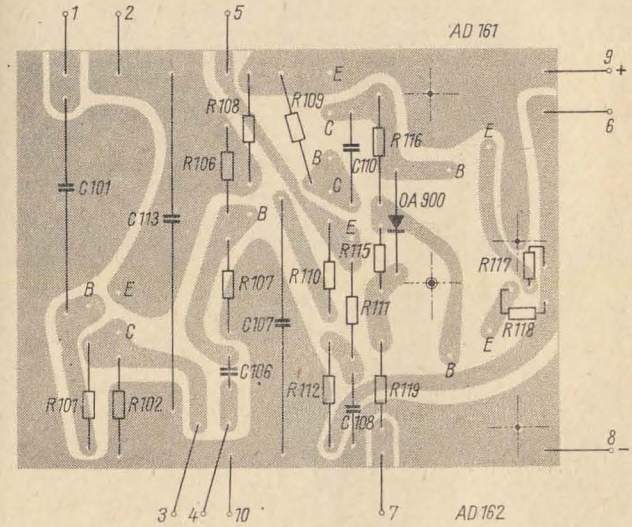



*Bild 10 Leitungsführung der Platine des NF-Verstärkers (Maßstab 1:1)*

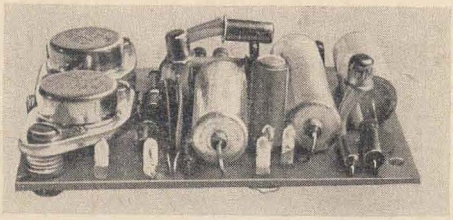


*Bild 11*
*Ansicht der bestückten NF-Platine; zwischen den beiden Endtransistoren ist ganz links einer der 0,5-Ω-Widerstände zu erkennen*

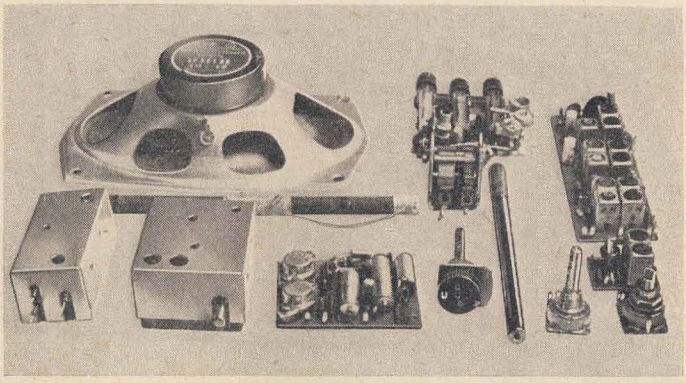


*Bild 12 Die einzelnen Baugruppen des Transistorsupers vor dem Zusammenbau; links die nicht beschriebene Kaskodestufe*

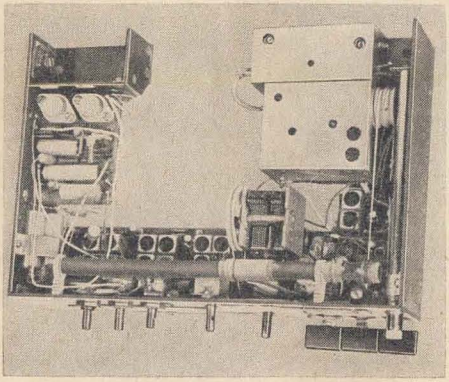


*Bild 13*
*Die einzelnen Baustufen werden in einem Rahmen aus Hartpapier befestigt*

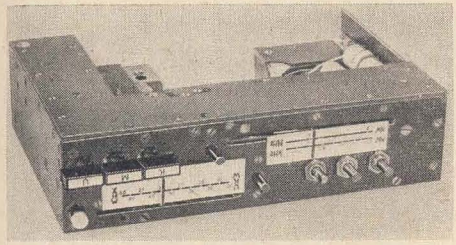


*Bild 14*
*Blick auf die Bedienungsseite des Chassis; es sind die beiden getrennten Skalen zu erkennen*

*Zusammenbau und Gehäuse*

Alle einzelnen Baugruppen sind auf einem Chassis befestigt, das aus 2 mm starkem Hartpapier zusammengeschraubt wurde (Bild 15, Bild 16). Auf Grund der Gehäusegestaltung war es notwendig, sämtliche Bedienungselemente oben herauszuführen. Die Abstimmung erfolgt getrennt in AM und FM. Man umgeht dabei eine mechanisch etwas aufwendige Umschaltvorrichtung und hat den Vorteil, von einem Sender auf KW oder MW sofort auf einen UKW-Sender umschalten zu können. Die optimale Lösung der Stromversorgung dürften Monozellen sein.

Das Gehäuse (Abmessungen 294 mm × 185 mm × 78 mm) wurde aus 5 mm starkem Sperrholz zusammengeleimt und mit holzgemasertem Sprelacart verkleidet. Das Ziergitter vor dem Lautsprecher ist aus 1-mm-PVC ausgeschnitten und mit Seide hinterklebt. Der Griff aus Sperrholz ist mit 1 mm starkem Eisenblech verstärkt sowie mit Sprelacart und dünnem Aluminiumblech verkleidet.

Es ist beim Zusammenbau darauf zu achten, daß sich im Gehäuse und am Gehäuse selbst keine lockeren Teile befinden, die bei größeren Lautstärken in Resonanz geraten und lautstark mitschwingen können. Weiterhin sollte man den Drehkondensator auf Gummi lagern; es kann sonst – ebenfalls bei größeren Lautstärken – eine Rückkopplung entstehen, die sich in einem sehr unschönen Pfeifton äußert.

Weitere Einzelheiten lassen sich aus den Fotos ersehen. Eine genauere Beschreibung erübrigt sich, da der Leser das Gehäuse nach seinem Geschmack und dem vorhandenen Material gestalten wird.

*Abgleich*

Der Abgleich ist mit großer Sorgfalt durchzuführen, da davon die Empfangseigenschaften des Geräts abhängen. Optimale Ergebnisse lassen sich natürlich nur mit einem Meßsenderabgleich erzielen. Es soll aber gezeigt werden, daß sich auch ohne Meßsender, dafür mit etwas Geduld, ein

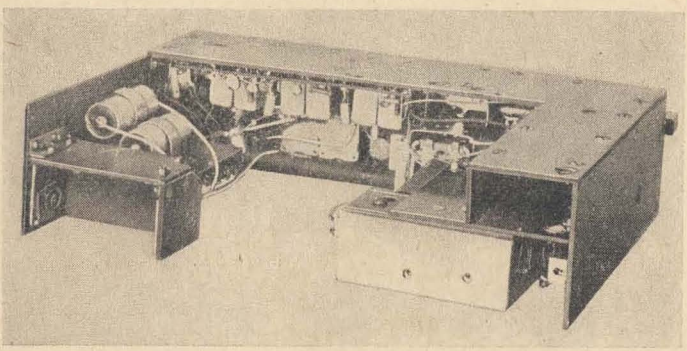


*Bild 15 Rückansicht des Chassis*

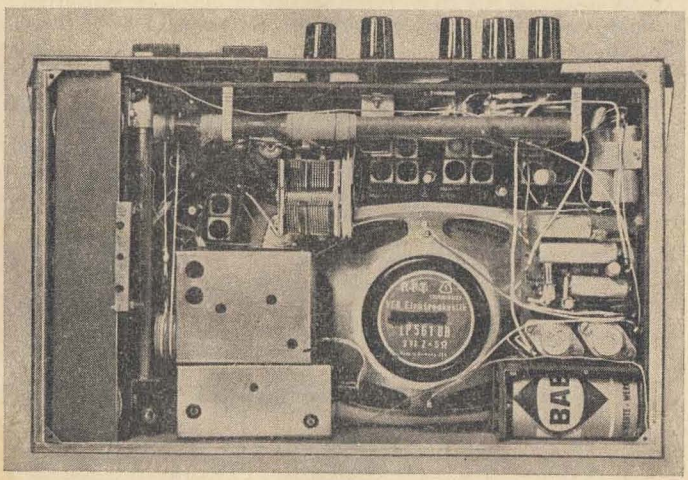


*Bild 16 Blick in das geöffnete Gehäuse des Transistorsupers*

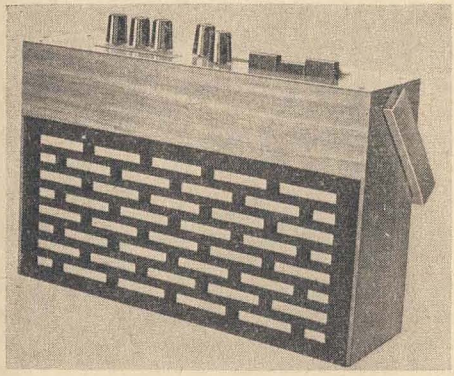


*Bild 17*
*Ansicht des fertiggestellten Transistorsupers für den K-M-U-Empfang*
*(Fotos: Dr. H. Kürth)*

befriedigender Abgleich durchführen läßt. Der Abgleich mittels Meßsender dürfte allgemein bekannt sein; es wird nicht näher darauf eingegangen.

Zum Abgleich ohne Meßsender benötigt man allerdings einen UKW-Empfänger und einen Empfänger, der den gleichen Drehkondensator hat wie das Eigenbaugerät (z. B. *T 100*).

Als erstes gleicht man den Tuner ab. Einen Grobabgleich des Oszillators kann man durchführen, indem man bei eingedrehtem Drehkondensator den Kern der Oszillatorspule so einstellt, daß auf dem UKW-Empfänger bei etwa 98 MHz ein starkes Rauschen zu hören ist. Dann schließt man den Eigenbautuner an den ZF-Eingang des UKW-Empfängers an, gleicht bei eingestelltem Sender die beiden Filter auf die ZF (10,7 MHz) sowie Zwischenkreis und Eingangskreis auf Maximum ab. Danach stellt man am Oszillatorkern genau Bandanfang ein und wiederholt den Abgleich. Gleichlaufschwierigkeiten dürften nicht auftreten. Mit dem nun abgeglichenen Tuner gleicht man den FM-ZF-Teil ab, indem man von FM 8 an in Richtung Tuner die Filter auf größte Lautstärke und anschließend FM 9 auf geringste Verzerrungen bringt. Diesen Vorgang wiederholt man mehrmals. Falls erforderlich, schließt man die Neutralisation an und probiert die Kondensatoren aus.

Nun folgt der Abgleich des AM-Teils (Diode D 201 nicht angeschlossen). Man stellt auf dem *T 100* einen Sender am niederfrequenten Ende der MW ein. Danach sucht man auf dem 3. Empfänger das Oszillatorpfeifen und stellt, nachdem man den Drehkondensator des Eigenbaugeräts in die gleiche Stellung gebracht hat, mit dem Kern der Oszillatorspule an der gleichen Stelle des Vergleichsempfängers den Pfeifton ein. Dann stellt

man an den Bandfiltern das Maximum des im *T 100* empfangenen Senders ein und bringt die Vorkreisspule (*L* 301) durch Verschieben auf Maximum.

Nun sucht man im *T 100* am hochfrequenten Ende der MW einen Sender, bringt wieder den Drehkondensator des Eigenbaugeräts in die gleiche Stellung, stellt am Oszillatortrimmer denselben Sender ein und gleicht den Vorkreistrimmer auf Maximum ab. Diesen Vorgang wiederholt man mehrere Male. Wenn ein genügender Gleichlauf erzielt ist, kann man dem Abgleich beenden. Es muß nur noch der zu empfangende Kurzwellenbereich (im Mustergerät etwa 5,5 bis 7 MHz) analog eingestellt werden.

Der beschriebene Empfänger wurde auf diese Weise abgeglichen und arbeitet seit längerer Zeit zuverlässig. Ein Vergleich mit dem *Stern-Camping* zeigte etwa gleiche Empfindlichkeit; an Lautstärke und Klang wurde dieser jedoch weit übertroffen.

**Literatur**


[1] *Müller, D.:* UKW-Empfänger mit Transistoren, Elektronisches Jahrbuch 1969, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968, Seite 237 bis 251

[2] *Kotsch, G.:* Transistorsuper für MW und KW, FUNKAMATEUR 9, 1965, Seite 293 bis 294

[3] *Domesle, W.:* Transistorsuper für MW und KW mit modernen Bauelementen, Funkamateur 8/1969, Seite 376 bis 380

[4] *Schlenzig, K.:* AM-FM-Taschenempfänger Schaltungssammlung für den Amateur, Deutscher Militärverlag, Berlin 1970, Blatt 11-9

[5] *Ernst, B.:* Transistorempfänger »T 100« und »T 101« radio und fernsehen, Heft 4/1962, Seite 119 bis 121

# UHF-Antennenverstärker selbstgebaut

*Rolf Kruse*

Betrachtet man die Bildqualität mancher UHF-Empfangsanlagen, die am Rande des Versorgungsbereichs liegen, so stellt man immer wieder eine mangelnde Bildqualität fest, die auf eine unzureichende Antennenleistung zurückzuführen ist. Das wird durch die Ausbreitungsbedingungen der Dezimeterwellen hervorgerufen, auf denen die Sender des 2. Programms des Fernsehens der DDR arbeiten. Die UHF-Sender erreichen eine wesentlich geringere Reichweite als ein vergleichbarer Sender im Band III. Das ist teilweise durch die Erdkrümmung bedingt, der die UHF-Wellen nicht mehr folgen können. Andererseits macht sich bei den kurzen UHF-Wellen die Schattenwirkung größerer Gebäude, Berge, Schornsteine usw. sehr stark bemerkbar. Auch werden die UHF-Wellen beim Durchgang durch die bodennahen Luftschichten stärker gedämpft als längere Wellen. Alle diese Faktoren ergeben, daß der Versorgungsbereich eines UHF-Senders viel kleiner ist als bei einem entsprechenden Sender im Band III.

Diese Nachteile des UHF-Empfangs können durch einen empfindlichen UHF-Tuner und durch eine leistungsstarke Antenne ausgeglichen werden. Die Antenne ist dabei der kritische Punkt in der UHF-Empfangsanlage, denn der beste UHF-Tuner kann auch nur ein stark verrauschtes Bild liefern, wenn von der Antenne ein zu schwaches Signal abgegeben wird.

Wird die UHF-Antenne als Außenantenne aufgebaut, so kommt als Verlustfaktor der Leistungsverlust im Zuleitungskabel von der Antenne zum Empfänger hinzu. Man sieht also, daß der Gewinn, den eine bessere Antenne bringt, durch ein langes Zuleitungskabel zum Teil wieder verlorengeht. Befindet sich zwischen Sender und Empfänger eventuell noch ein Hindernis, dann ist die Empfangsfeldstärke so gering, daß auch die beste Antenne nur noch ein verrauschtes Bild liefern kann. Eine entscheidende Verbesserung kann in diesem Fall ein rauscharm aufgebauter UHF-Antennenverstärker bringen. Er muß dann allerdings in der Nähe der UHF-Antenne angebracht sein, damit eine recht große Nutzspannung in das Kabel eingespeist wird. Ein UHF-Antennenverstärker, der für diese Anwendung entwickelt wurde, ist nachfolgend beschrieben.

*Schaltung*

Bild 1 zeigt die Schaltung. Der Verstärker enthält 2 abgestimmte Topfkreise und arbeitet als UHF-Direktverstärker. Für diesen Zweck kann nur ein UHF-Transistor *GF 145* in Frage kommen, der in Basisschaltung betrieben wird. Der hohe Emitterwiderstand und der niederohmige Basisspannungsteiler bestimmen den Arbeitspunkt. Der Basiskondensator von 500 pF schließt die Basis hochfrequenzmäßig kurz. Der Emitter wird über einen Kondensator von 250 pF an den Eingangstopfkreis angekoppelt. Dabei muß der Abgriff auf dem Innenleiter des Topfkreises so gewählt werden, daß sich eine optimale Anpassung ergibt. Der Topfkreis ist als $\lambda/4$-Kreis ausgeführt und wird am oberen Ende durch einen Trimmer abgestimmt.

Die Einspeisung der Antennenenergie, deren Impedanz 240 Ω beträgt, erfolgt über eine Koppelschleife in den Topfkreis. Der Ausgangskreis ist genau wie der Eingangskreis als Topfkreis aufgebaut. Das verstärkte UHF-Signal wird mittels einer Koppelschleife dem nachfolgenden UHF-Tuner über ein Kabel mit dem Wellenwiderstand 240 Ω zugeführt. Da beim Transistor die Gefahr der Schwingneigung besteht, wird der Ausgangskreis durch einen Widerstand von etwa 4 bis 10 kΩ bedämpft. Den genauen Wert muß man empirisch ermitteln. Die Bandbreite des Verstärkers beträgt etwa 10 MHz.

Dieser Antennenverstärker eignet sich auch für den in [1] beschriebenen UHF-Konverter. Es ist auch möglich, UHF-Antennenverstärker und UHF-Konverter als eine Baugruppe aufzubauen. Konstruktiv wird ein solches Gerät so ausgelegt, daß der 1. Vorkreis des Konverters als Ausgangstopfkreis des Antennenverstärkers dient. Auf diese Weise bleibt das Bandfilter zwischen UHF-Vorstufe und Mischstufe erhalten. Alle übrigen Konstruktionsdetails bleiben unverändert.

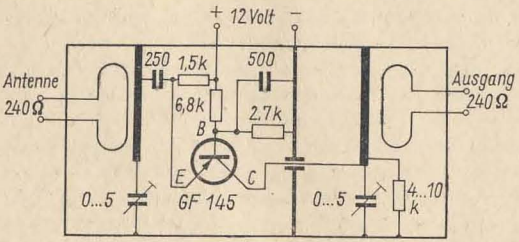



*Bild 1 Schaltung des beschriebenen UHF-Antennenverstärkers*

*Aufbau*

Bild 2 zeigt den Aufbau des UHF-Antennenverstärkers. Als Material dient kupferkaschiertes Halbzeug.

Bild 3 gibt wieder, wie man die zugeschnittenen Einzelteile zusammenlöten muß. Die beiden Innenleiter der Topfkreise haben einen Durchmesser von 2 mm und sind 32 mm lang. Den Abschluß eines jeden Leiters

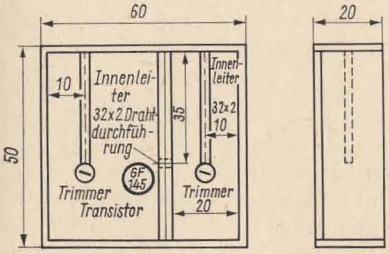



*Bild 2*
*Maßskizze für den Aufbau des Gehäuses*

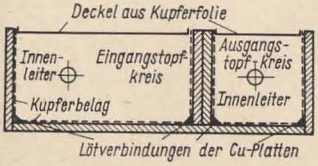



*Bild 3*
*Nach diesem Schema werden die Platten aus kupferkaschiertem Halbzeug zusammengelötet. Saubere Platten lassen sich mit einem 60-W-Lötkolben zusammenfügen*

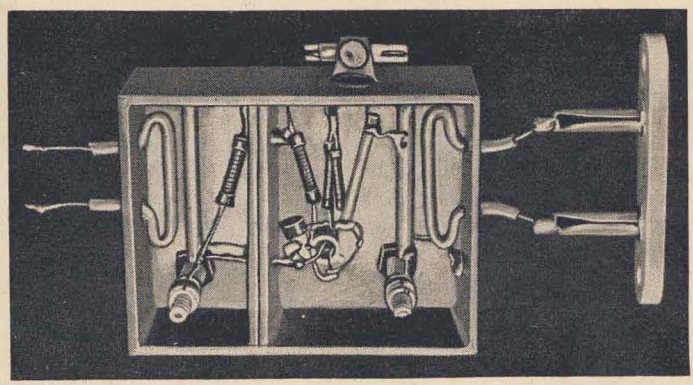


*Bild 4 Ansicht des UHF-Antennenverstärkers (ohne Deckel)*

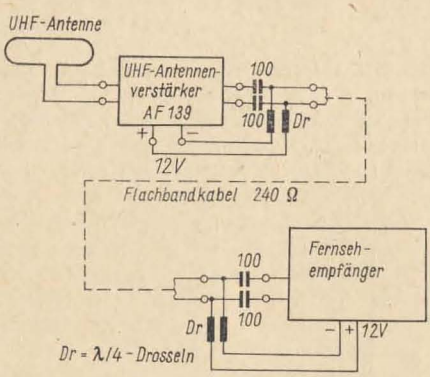



*Bild 5*
*Zusammenschaltung des UHF-Antennenverstärkers mit der UHF-Antenne und dem UHF-Eingang des Fernsehempfängers*

bildet der Rohrtrimmer; man benutzt einen Typ mit einer Kapazität von 0,6 bis 4,5 pF. Für die beiden Koppelschleifen wird isolierter Schaltdraht mit 0,5 mm Durchmesser verwendet. Form und Lage der Schleifen sind aus Bild 4 ersichtlich. Die günstigste Form erhalten die Schleifen beim Abgleich. In der großen Kammer befindet sich der Transistor mit seinen Schaltelementen. Hat man die Verdrahtung ausgeführt, so kann man den Deckel auflegen und dann den UHF-Verstärker abgleichen. Der Deckel wird danach festgelötet.

### *Montage*

Die eigentliche Montage des UHF-Antennenverstärkers erfolgt in der Nähe der UHF-Antenne. Günstig baut man den Verstärker in eine Plastdose ein, die guten Staub- und Feuchtigkeitsschutz bietet. Die Verbindung zwischen Antenne und Verstärker wird mit einem kurzen Stück Bandkabel mit einem Wellenwiderstand von 240 Ω hergestellt. Ebenso wird die verstärkte UHF-Energie mit einem gleichen Bandkabel zum FS-Empfänger weitergeleitet. Wie Bild 5 zeigt, kann man die Betriebsspannung dem UHF-Antennenverstärker über das Ableitungsbandkabel zuführen. Dazu werden vor den Fernsehempfängereingang und nach dem UHF-Antennenverstärker je 2 Kondensatoren von 100 pF in die Bandkabelableitung geschaltet. Um die Gleichspannung von der UHF-Spannung zu trennen, sind am Spannungseinspeisungspunkt und am Spannungsabnahmepunkt je 2 λ/4 Drosseln erforderlich.

*Abgleich*

Bevor der eigentliche Abgleich beginnt, muß man den Arbeitspunkt des Transistors festlegen. Im Mustergerät ergab sich bei einem Kollektorstrom von 2,4 mA die beste Verstärkung. Erreicht man mit dem in der Schaltung angegebenen Basisspannungsteiler den geforderten Strom nicht, so muß man beide Widerstände verändern.

Nun kann der HF-Abgleich erfolgen. Zuerst wird mit dem UHF-Tuner ein Bild eingestellt, auch wenn es eine schlechte Qualität aufweist. Dann schaltet man den UHF-Antennenverstärker zwischen Antenne und Empfänger. Jetzt kann sich die Bildqualität schon etwas verbessert haben. Wechselweise werden nun die beiden Trimmer des Antennenverstärkers auf bestes Bild getrimmt. Bei diesem Vorgang muß der Deckel auf dem Gehäuse aufliegen. Ist die beste Bildqualität erreicht und haben sich keine baulichen Änderungen mehr ergeben, so kann der Deckel fest auf dem Gehäuse aufgelötet werden. Ein letzter Korrekturabgleich bringt dann den Verstärker auf beste Leistung.

**Literatur**

[1] *Kruse, R.:* Transistorisierte Fernsehempfänger selbstgebaut, Amateurreihe »elektronica«, Bd. 98, Deutscher Militärverlag, Berlin
[2] ...: Siemens-Halbleiterschaltbeispiele 1968 und 1969

**Wir klären Begriffe**

FERNSEH-
STÖRUNG

# GST-Funksport international

*Rudolf Bunzel*

Es vergeht kein Jahr ohne zahlreiche internationale sportliche Wettkämpfe und Leistungsvergleiche. Man liest davon in den Zeitungen, hört es im Rundfunk, sieht Fernsehsendungen oder ist gar Augenzeuge. Solche Ereignisse ziehen Tausende und Millionen Menschen in ihren Bann.

Nicht von den publikumstarken Wettkämpfen soll hier die Rede sein. Vielmehr wollen wir diese Zeilen solchen Wettkämpfen widmen, die weniger im Mittelpunkt des sportlichen Geschehens stehen, weil sie dem Außenstehenden, dem Zuschauer, schon eine Portion Sachkenntnis abverlangen,

*Bild 1 Funkmehrkampf 1969 in Leningrad. Wettkämpfer aus sechs sozialistischen Ländern vor dem Start zum Orientierungslauf*

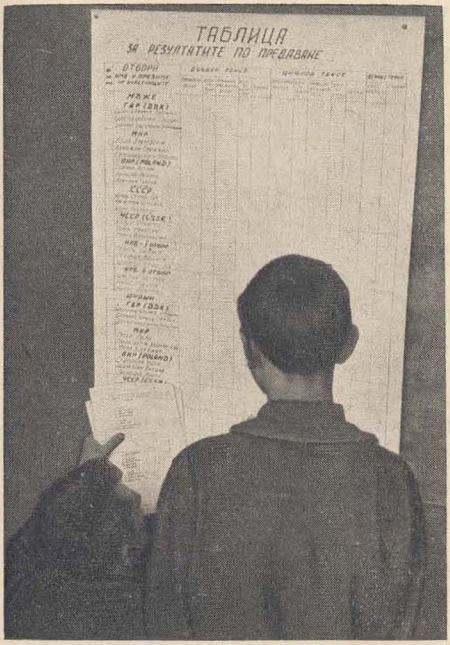



*Bild 2*
*Die Wettkampfergebnisse werden ausgehängt. Bald wird die Tafel dicht umlagert sein*

wenn er sie mit Interesse verfolgen will. Gemeint sind die internationalen Leistungsvergleiche der Funker in den Verteidigungsorganisationen der sozialistischen Länder.

Fast zwanzig Jahre sind vergangen, seit sie sich zum ersten Male zusammenfanden. Viele von ihnen kannten sich schon dem Namen und der »Handschrift« nach als Amateurfunker durch Funkverbindungen und standen sich nun persönlich gegenüber. Damals wurden im tschechoslowakischen *Karlovy Vary* Wettkämpfe in der Schnelltelegrafie ausgetragen, und es gab zweifellos imponierende Ergebnisse. Doch bald erkannte man, daß derartige Vergleichskämpfe zu einseitig waren und den Ausbildungszielen der Organisationen, die sie untereinander austragen, zu wenig entsprachen.

So einigte man sich auf Initiative der *Gesellschaft für Sport und Technik*, künftig Funkmehrkämpfe auszutragen. Die Bedingungen solcher Wettkämpfe stellen eine weitaus zweckmäßigere Form dar, weil sie die Ausbildung am besten widerspiegeln und somit auch ein Kriterium für den Leistungsstand sind. Die speziellen Aufgaben des Funkers werden dabei

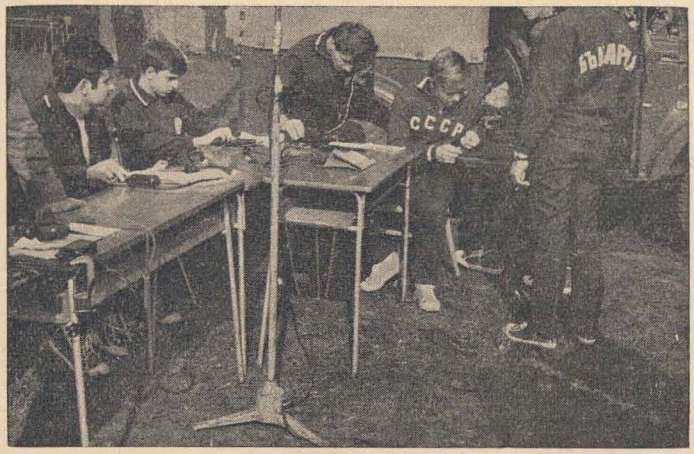



*Bild 3* *1. Komplexwettkämpfe der Funker sozialistischer Länder 1970 in Ungarn. Sowjetische und bulgarische Wettkämpfer beim Training*

durch andere Disziplinen der vormilitärischen Ausbildung sinnvoll ergänzt.

Der erste internationale Wettkampf in dieser Form wurde 1960 in *Leipzig* ausgetragen. Er fand Anklang und ist heute fester Bestandteil des internationalen Wettkampfprogramms der *Gesellschaft für Sport und Technik* und ihrer Bruderorganisationen. Der Austragungsmodus wurde im Laufe der Jahre vervollkommnet und ergänzt. Heute, fünfzehn Jahre nach dem ersten Start in *Leipzig* und weiteren siebzehn Veranstaltungen in den verschiedenen sozialistischen Ländern, kann man sagen, daß sich diese Wettkämpfe bewährt haben. Nicht zuletzt deshalb wurden sie in die Komplexwettkämpfe der Funker sozialistischer Länder aufgenommen, die seit 1970 jährlich einmal durchgeführt werden. Dazu treffen sich Funkmehrkämpfer und Fuchsjäger im Alter von 18 bis zu 25 Jahren. 1970 fanden sie in Ungarn statt, danach in Bulgarien, in Polen und in der Deutschen Demokratischen Republik.

Die Fuchsjagd ist eine weitere internationale Wettkampfdisziplin der Funker. Von Jahr zu Jahr zieht sie mehr Interessenten in ihren Bann. Von der Technik her ist sie weniger aufwendig als der Funkmehrkampf erfordert jedoch ebenfalls ein hohes Maß an Können und besonders an Kondition. National und international wird sie auf Kurzwelle (80 m)

und auf Ultrakurzwelle (2 m) ausgetragen. Meistens sind von den Jägern mit dem Peilempfänger vier Fuchssender aufzuspüren. Sehr zahlreich sind die internationalen Veranstaltungen in dieser Wettkampfdisziplin, und nicht nur einmal im Jahr trifft sich die immer größer werdende Familie der Fuchsjäger zum Kräftemessen. Erinnert sei hier nur an die alljährlich zur Ostseewoche in der DDR stattfindende »Ostseefuchsjagd«.

Während man vor einigen Jahren bei Fuchsjagden nur männliche Jugendliche sehen konnte, tauchen jetzt mehr und mehr weibliche Sportler in der internationalen Arena auf, und es wird nicht mehr lange dauern, bis aus der Ausnahme eine Regel geworden ist.

Wenn wir von internationalen Wettkämpfen sprechen, so müssen wir der Vollständigkeit halber auch solche erwähnen, die speziell den Amateurfunkern vorbehalten sind. Ihre Besonderheit liegt darin, daß hier die Wettkämpfer nicht persönlich aufeinandertreffen, sondern per Funk, meist an Hand der Anzahl der Verbindungen, ihre Besten ermitteln. Solche Wettkämpfe, *Conteste* genannt, schreibt fast jede Amateurfunkerorganisation aus. Die bedeutendsten sind der CQ-Mir (UdSSR), der

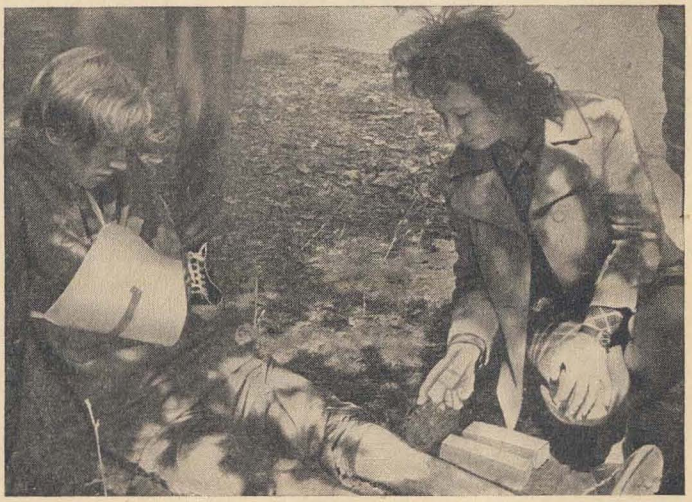


*Bild 4 Eine kleine Schramme kommt schon mal vor. Das Pflaster, von zarter Hand aufgelegt, läßt sie schnell vergessen*

*Bild 5*
*Internationale Fuchsjagd 1966 in Poznan. Gerhard Wilhelm (DDR) zeichnet seine Peilergebnisse auf der Karte ein*
*Fotos: R. Bunzel*

OK-DX-Contest (ČSSR), der WADM (DDR), der All-Asia-DX-Contest (Japan), der WWDXC (USA) und andere.

Funkmehrkampf und Fuchsjagd sind sportliche Disziplinen, verbunden mit persönlicher Begegnung. Wettkämpfer, Trainer und Offizielle kennen sich oft schon seit Jahren. Ihre Begegnungen tragen dazu bei, die freundschaftlichen Beziehungen der Bruderorganisationen der sozialistischen Länder untereinander zu vertiefen, und das ist schließlich der tiefere Sinn dieser Wettkämpfe: Erfahrungen auszutauschen, voneinander zu lernen, miteinander zu besseren Leistungen zu kommen und somit beizutragen, die Verteidigungskraft der sozialistischen Staatengemeinschaft stärken zu helfen.

*Prof. Dr. Walter Bartel*

# 1932 am Roten Sender

Das Jahr 1932 war ein Jahr der Wahlen. Landtagswahlen, zwei Reichspräsidentenwahlen und zwei Reichstagswahlen sollten die Millionenmasse der Wähler unsicher machen. Nach außen wurde das demokratische Wahlrecht strapaziert, nach innen der Terror der herrschenden Kreise der Bourgeoisie ständig gesteigert. Das ganze Ausmaß der Manipulierung von Millionen Wählern kam in den Hauptlosungen der großen bürgerlichen Parteien zum Ausdruck.

Die Sozialdemokratische Partei Deutschland, seit 1919 führende Partei im größten deutschen Land Preußen, verzichtete auf eine eigene Kandidatur zur Präsidentenwahl 1932. Sie schlug ihren Wählern vor, für Hindenburg zu stimmen, in der trügerischen Annahme, damit den Weg Hitlers zum Reichspräsidentenamt zu versperren.

Die KPD stellte den reaktionären Kandidaten ihren Vorsitzenden Ernst Thälmann entgegen und erhob warnend ihre Stimme: »Wer Hindenburg wählt, wählt Hitler; wer Hitler wählt, wählt den Krieg!«

Eine Voraussage, die sich wie kaum eine andere im politischen Kampf des letzten Jahrhunderts in so fürchterlicher Weise bestätigen sollte...

Hindenburg wurde bekanntlich mit den Stimmen der Sozialdemokratie Reichspräsident. Das änderte jedoch nichts an der ökonomischen Krise, die sich besonders in der hohen Zahl von 6 bis 7 Millionen Arbeitslosen widerspiegelte. Das änderte auch nichts an der politischen Zuspitzung des Klassenkampfes, dem gierigen Streben der Hitlerpartei zur Macht und den wahnwitzigen Kalkulationen der reaktionären Kreise der Monopolbourgeoisie, der Junker und der Generalität, mit Hilfe der faschistischen Partei die ihnen drohende soziale Umgestaltung endgültig zu verhindern.

Nicht wenige trügerische Maßnahmen halfen, die sozialdemokratischen Arbeiter bei der Stange zu halten. So verbot Hindenburg am 13. April 1932 die SA und die SS, was der sozialdemokratischen Führung Grund genug war, in der Presse davon zu schreiben, daß ihr Eintreten für Hindenburg zum »Sieg über den Faschismus« beigetragen habe. Einen Tag später löste die Leitung des sozialdemokratisch geführten Reichsbanners freiwillig ihre Schutzformation auf.

Mit dem Sturz der Regierung Brüning am 30. Mai 1932 und der Einsetzung des »Kabinetts der nationalen Konzentration« unter Leitung des im engsten Kontakt zu den großen deutschen Monopolherren Haniel, Klöckner, Poensgen, Springorum, Thyssen und anderen Repräsentanten der Schwerindustrie stehenden reaktionären Zentrumspolitiker von Papen begann die entscheidende Phase im Kampf um die Alternative in Deutschland: Faschistische Diktatur oder Abwehr der faschistischen Gefahr.

Die KPD unterließ nichts an Versuchen, mit der Sozialdemokratischen Partei und den Freien Gewerkschaften eine gemeinsame Front gegen diese reaktionäre Papen-Regierung zu errichten. Aber alle Bemühungen waren umsonst.

Derselbe Generalfeldmarschall von Hindenburg, der mit den Stimmen der sozialdemokratischen Mitglieder und Anhänger zum Reichspräsidenten gewählt wurde, beauftragte den Reichskanzler Franz von Papen, mit einem Staatsstreich die verfassungsmäßige preußische Regierung unter Führung der Sozialdemokraten Otto Braun und Karl Severing am 20. Juli 1932 davonzujagen. Weder Severing noch Braun unternahmen auch nur den Versuch eines sinn- und wirkungsvollen Widerstandes, obwohl im Reichsbanner und selbst bei der preußischen Polizei durchaus Chancen bestanden, sich gegen diesen Staatsstreich erfolgreich zur Wehr zu setzen. Der »Vorwärts«, das Zentralorgan der SPD, vertröstete stattdessen am 21. Juli die Mitglieder der SPD und deren Anhänger, die Antwort 10 Tage später mit dem Stimmzettel zu geben.

Zu den terroristischen Mitteln der Reichsregierung und ihrer Trabanten gehörte die ausschließliche Sperre des Rundfunks für die Kommunisten. Der wachsende faschistische Einfluß auf ein solches Massenmedium, wie es der Rundfunk zu dieser Zeit darstellte, äußerte sich nicht zuletzt darin, daß die Reichsregierung wie die Länderregierungen den Rundfunk allen Parteien und damit auch der faschistischen Partei zur Verfügung stellten, es aber gleichzeitig kategorisch ablehnten, auch den Führer der Kommunistischen Partei Ernst Thälmann oder andere seiner Mitstreiter am Mikrofon zu Wort kommen zu lassen. Die Reichsregierung genierte sich nicht, einen entsprechenden Antrag mit den Worten abzulehnen:

»Der umstürzlerische Charakter der Kommunistischen Partei, wie ja bei den Unruhen der letzten Tage erneut erwiesen ist, macht ihre Gleichstellung mit den anderen Parteien bei der Behandlung der Wahlreden im Rundfunk unmöglich.«[1]

Wer tatsächlich zu diesen umstürzlerischen Elementen gehörte, wer den Mord zur Praxis des politischen Kampfes machte, das demonstrierten SA-Leute einige Tage später, als sie in der Nacht zum 10. August 1932 den mit der Kommunistischen Partei sympathisierenden Landarbeiter

[1] »Die Welt am Abend« vom 25. 7. 1932

Konrad Pietczuch in Potempa ermordeten. Nachdem sich die Hitlerclique und Hitler persönlich offen zu diesem kaltblütigen Mord bekannten und eine wütende Kampagne gegen die Papen-Regierung entfesselten, die 5 der Mörder gemäß der Notverordnung des Reichspräsidenten zum Tode verurteilt hatte, wurden die Banditen zu lebenslänglichem Zuchthaus begnadigt (und am 23. März 1933 von der Hitlerregierung schließlich freigelassen).

Dieses und andere nazistische Verbrechen an der Menschlichkeit hinderten die Papen-Regierung indes nicht, an ihrem Beschluß festzuhalten: Die KPD darf nicht ans Mikrofon! Treffend hat Erich Weinert in jener Zeit die groteske Situation in seinem Gedicht »Mit Ausnahme der Kommunisten« gebrandmarkt, in dem es u.a. heißt:

»Wißt ihr denn, was das bedeutet?
Wißt ihr denn, was damit gesagt ist?
Alle Parteien durchkreuzen nicht der Regierung
Die gottgewollte Regelung der Dinge,
Alle – mit Ausnahme der Kommunisten!«[2]

Die Kommunistische Partei Deutschlands und die mit ihr sympathisierenden Massenorganisationen protestierten stets aufs neue gegen diese Willkürakte der Länder und der Reichsregierung, gegen die Ausschaltung der konsequentesten Antifaschisten aus dem Rundfunk. Die KPD hatte in den November-Wahlen 1932 mit fast 6 Millionen Stimmen (jeder 6. Wahlberechtigte) die dritte Stelle in der Liste der großen Wahlparteien erreicht und somit genau wie andere Parteien das verfassungsmäßige Recht, im Rundfunk zu Gehör zu kommen. Umsomehr, da sie schon bei den Reichstagswahlen am 14. November 1930 in Berlin die meisten Stimmen erhalten und damit erstmalig als Kommunistische Partei eines kapitalistischen Landes die relative Mehrheit in der Hauptstadt errungen hatte.

Natürlich resignierten die Kommunisten nicht. Mit Hilfe der Techniker und Arbeiter-Erfinder im *Freien Radio-Bund* gelang es, eine Reihe Sender zu installieren, die bei den verschiedensten Gelegenheiten zu Wort kamen. Es erübrigt sich an dieser Stelle, auf die Geschichte der kühnen Taten von Arbeiter-Radiobastlern und sympathisierenden Geistesschaffenden hinzuweisen, die legale und illegale Möglichkeiten ausnutzten, um für die Wahl der Kommunistischen Partei zu werben und in den reaktionären, immer mehr zum Faschismus tendierenden Rundfunk der Weimarer Zeit ein klares, eindeutiges »Rot Front!« zu rufen.

Im Herbst 1932 war ich hauptamtlicher Mitarbeiter der Bezirksleitung der KPD Berlin – Brandenburg – Lausitz – Grenzmark. Mein Arbeits-

[2] Die »Rote Fahne« vom 16. Juni 1932

bereich war die Abteilung Agitation und Propaganda. Im November 1932 wurde ich eines Tages gefragt, ob ich Übung habe, vor einem Mikrofon zu sprechen. Ich konnte das bejahen, da ich während meiner Studienzeit in Moskau wiederholt vor dem Sender der sowjetischen Gewerkschaften gesprochen hatte.

Einige Tage später erhielt ich den Auftrag, noch am gleichen Tage eine 7- bis 8-Minutensendung vorzubereiten. Ich sollte zu konkreten Tagesfragen sprechen, den Ort des Senders aber erst erfahren, wenn man mich gegen Abend zur vorgesehenen Stunde hinbringen würde. So geschah es denn auch. Meines Erinnerns ging es in eine Straße, die entweder noch im Bezirk Kreuzberg oder schon zum Bezirk Neukölln gehörte.

Vor der Wohnung angelangt, gab ich das mir genannte Klingelzeichen und dem Wohnungsbesitzer das Losungswort. Wortlos führte er mich in ein Zimmer. In seiner Mitte stand ein Tisch, auf dem ein Mikrofon montiert war. Ein anwesender Techniker unterwies mich, wie die Sendung ablaufen werde. Es käme ein Signal, und unmittelbar danach sollte ich zu sprechen beginnen. Um die Zeit einzuhalten, stand in entsprechender Entfernung ein Wecker, so daß ich die Zeit kontrollieren konnte.

Meine Genossen im Sekretariat der Bezirksleitung der KPD hatten mir gesagt, es wäre sehr gut, wenn ich etwas zur wutentbrannten Hetzkampagne der bügerlichen Presse gegen unsere illegalen Sendungen sagen würde. Der Ausgangspunkt war eindeutig. Da uns die Regierung hinderte, von unserem verfassungsmäßigen Recht Gebrauch zu machen, nahmen wir uns selbst das Recht mit Hilfe eines für diesen Zweck konstruierten Senders.

Ich kann mich natürlich nicht verbürgen, aber mir kommt der folgende Text doch sehr bekannt vor, und es könnte sein, daß ich ihn gesprochen habe.

»Hier ist der Rote Sender an das Rote Berlin!
Wir danken erst einmal allen bürgerlichen Blättern für die Aufmerksamkeit und die gewiß ungewollte Propaganda, die sie durch mehr oder weniger ungewollte Berichterstattung über unsere bisherigen Sendungen geleistet haben. Die Außerbetriebsetzung unserer Rotationsmaschinen, die Verbote unserer Versammlungen haben uns gezwungen, uns auf diesem Wege Gehör zu verschaffen... Keine Knebelung der Presse, kein Redeverbot, keine Rundfunksperre können uns abhalten, regelmäßig zu gegebenen Zeiten unsere Meinung in die Lautsprecher der werktätigen Hörer zu funken... Es ist nicht so einfach, Schwarzsender unschädlich zu machen, wie eine Klebekolonne festzunehmen. Also: Bahn frei unserem Roten Sender!«

Dieser Text wurde gesprochen. Die Abhördienste der Post, Polizei und Zeitungsredaktionen bestätigten es. Wie gesagt: Ich halte es für wahr-

scheinlich; daß ich der Sprecher war, ohne es beim gegenwärtigen Stand unserer Forschungsarbeit beweisen zu können.

Meiner Erinnerung nach sprach ich – Unterlagen liegen nicht vor und eine schriftliche Ausarbeitung war mir nachdrücklich untersagt worden – weiter über die Situation nach den Reichstagswahlen vom 6. November 1932, bei denen die Nazipartei fast 2 Millionen Stimmen verloren hatte. Die Kommunistische Partei wertete das Wahlergebnis als einen Vormarsch der antifaschistischen Kräfte, aber auch zugleich als eine politisch gefährliche Zuspitzung. Es bestand die Gefahr, daß bei dem sichtbar wachsenden Einfluß der KPD auf die Werktätigen nunmehr die maßgeblichen Konzernherren die Nazis an die Macht rufen würden. Hitler sollte mit Hilfe eines barbarischen Terrors – »Köpfe müssen rollen!«, schrieb einer der Naziführer in einem Dokument – alle noch vorhandenen demokratischen Rechte und Freiheiten beseitigen, die Arbeiterorganisationen zerschlagen und ihre Führer dezimieren. Auf diese Weise hoffte die deutsche Monopolbourgeoisie, ihr ins Wanken geratenes, bis zu den Grundfesten erschüttertes kapitalistisches Ausbeutungssystem zu erhalten.

Es gelte, nicht auf neue Wahlen zu warten – so schloß ich ungefähr –, sondern zusammen mit allen sozialdemokratischen Arbeitern und allen Hitlergegnern eine gemeinsame antifaschistische Front zu schaffen als die einzige Gewähr zur Verhinderung der faschistischen Machtergreifung. Mit einem »Rot Front!« verabschiedete ich mich von den Hörern.

Kaum war das letzte Wort gesprochen, verließ ich auch schon wieder die Wohnung. Zwei Straßen weiter stand ein Wagen, der mich zum Parteihaus am heutigen Rosa-Luxemburg-Platz brachte. Mit einem kurzen Bericht an den Genossen Leiter der Abteilung war der Auftrag für mich erfüllt. Eine nochmalige Aufforderung erfolgte nicht.

Über die Wirkung dieser illegalen Funkaussprache berichtete die Presse ziemlich ausführlich, je nach der politischen Richtung anerkennend, registrierend oder voll wütendem Haß, vor gespielter Empörung schäumend. Wie konnten es die Kommunisten auch wagen, mit Hilfe von Arbeitern und Technikern das Rundfunkmonopol der Bourgeoisie zu durchbrechen und sich mit einem eigenen Sender an das Volk zu wenden! Offiziell wurde die Bevölkerung aufgerufen, Post und Polizei zu helfen, den Roten Sender ausfindig zu machen. Ein Denunziant half den Technikern und der Polizei tatsächlich. Im Dezember 1932 gelang es, im Berliner Bezirk Wedding einen Sender anzupeilen, die beteiligten Personen zu verhaften und die Anlagen zu beschlagnahmen.

Es ist vielleicht noch interessant, aus einer Information des Reichsministeriums des Innern Näheres über die technische Seite des illegalen Senders zu erfahren. In dem fraglichen Dokument heißt es:

»Der am 8. Dezember in Berlin polizeilich beschlagnahmte kommunistische Rundfunksender arbeitete auf Welle 465 M. Es ist ein eigenerregter Röhrensender mit einem Modulationsrohr und einer Valvo-Sende-

röhre, ein Netzgerät mit 4 Röhren 604 in der Endstufe, als Gegentakt geschaltet und zwei Röhren 804 im Eingang. Auch dieses Gerät als Netzgerät für Wechselstrom. Für das Mikrofon wurde ebenfalls ein besonderer Verstärker benutzt. Die Reichweite eines solchen Senders innerhalb der Großstadt bei gleichzeitig störender Tätigkeit der Sender Berlin und Langenberg ist natürlich verhältnismäßig gering.«[3]

In dieser technischen Beschreibung wird auf die Schwäche des Roten Senders hingewiesen – den geringen Ausstrahlungseffekt. Dennoch gehört die Arbeit jener hervorragenden Menschen zu den ruhmvollen Taten im antifaschistischen, antiimperialistischen Befreiungskampf unseres Volkes. Sie gaben nicht nur ihre Zeit und ihr Können, sie scheuten keine materiellen Opfer, sie waren bereit, ihre Freiheit und ihr Leben einzusetzen, um das Rundfunkmonopol der Bourgeoisie zu brechen und das Wort der Kommunistischen Partei Deutschlands in die Massen zu tragen.

*Aus »Beiträge zur Geschichte des Rundfunks (Deutscher Demokratischer Rundfunk)« Heft 3/1972, Seite 48-60*

[3] IML, ZPA, 10/62, Bd. 1, Bl. 99

# MMM – Kaleidoskop
# Exponate der NVA

Auf der *XV. Zentralen Messe der Meister von morgen* bewies die Jugend unserer Republik erneut, welchen Schöpfergeist, Erfindersinn und Gedankenreichtum sie in den Dienst des Aufbaus der sozialistischen Gesellschaft zu stellen vermag. Mehr als je zuvor waren die Aufgaben, die sich die Meister von morgen diesmal gestellt hatten, von den entscheidenden Zielen des Volkswirtschaftsplanes bestimmt.

Rationalisierung, Materialökonomie, Kostensenkung, höhere Qualität, moderne Produktionsverfahren, bessere Arbeits- und Lebensbedingungen – die Bewegung *Messen der Meister von morgen* machte diese wichtigen Ziele zu Zielen der Jugend.

In der 18jährigen Geschichte unserer Nationalen Volksarmee wurden die Initiative und die Schöpferkraft der Soldaten, Unteroffiziere, Offiziere und Zivilbeschäftigten zu einer wichtigen Quelle für die Erhöhung der Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft. Das ist der Auftrag der Neuerer der Nationalen Volksarmee in der Bewegung *Messe der Meister von morgen.*

Wenn auch verständlicherweise verschiedene Neuerungen aus dem Bereich der Nationalen Volksarmee nicht in Leipzig ausgestellt werden konnten, so legte doch der Ausstellungsteil unserer Armee auf der *XV. Zentralen MMM* Zeugnis davon ab, wie ernst unsere Armeeangehörigen diesen Auftrag nehmen.

Das *Elektronische Jahrbuch* möchte an dieser Stelle wiederum (wie immer »leicht« verspätet) einige der insgesamt 75 Exponate der Nationalen Volksarmee vorstellen.

### *1. Prüfgerät für Nachtsichtgeräte*

Neuererkollektiv: Stabsobermeister *Scharff*

Das Prüfgerät (Bild 1) ermöglicht die schnelle und gefahrlose Überprüfung der in Nachtsichtgeräten verwendeten gasdichten NC-Sammler sowie Sperr- und Bildwandler. Die einfache Bedienung des Prüfgeräts

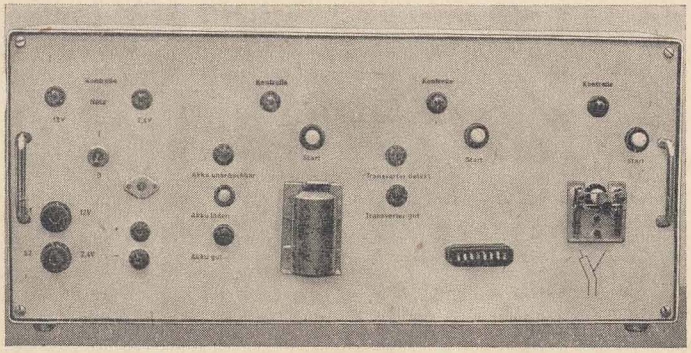


*Bild 1 Prüfgerät für Nachsichtgeräte*

und die Tatsache, daß im Ergebnis der Prüfung eine *Ja-Nein*-Aussage über die Weiterverwendbarkeit des Prüflings erfolgt, ermöglichen die sichere Prüfung der o. g. Baugruppen des Nachtsichtgeräts auch durch nichtausgebildetes Personal.

### 2. *Relaisprüfgerät*

Neuererkollektiv: Oberstleutnant *Eichhorn*

Das Gerät (Bild 2) ermöglicht die Prüfung (Ermittlung der statischen Schaltparameter) von 6-V- bis 48-V-Relais (mit der EDV-Standarderfassung).

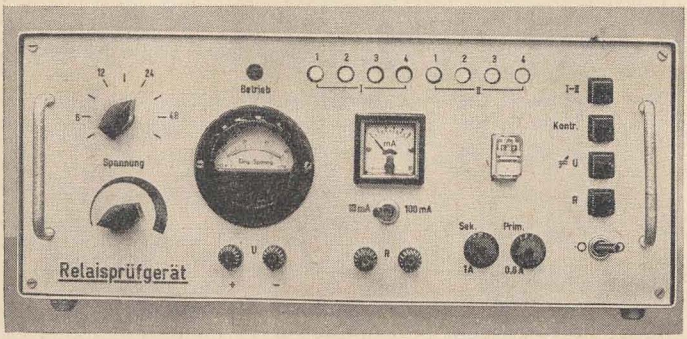



*Bild 2 Relaisprüfgerät*

*3. Zeitgeber für Alarmanlage*

Neuererkollektiv: Zivilbeschäftigter *Kemmler*

Der Zeitgeber (Bild 3) ermöglicht die Auslösung unterschiedlicher Alarmarten. Durch veränderliche Zeitkonstanten der Multivibratoren läßt sich die Signalfolge variieren.

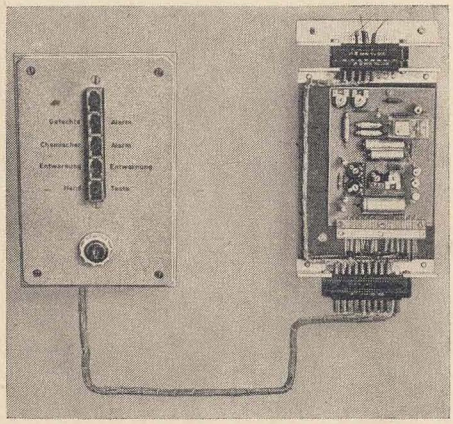


*Bild 3*
*Zeitgeber für Alarmanlage*

*4. Gebührenzählgerät*

Neuererkollektiv: Feldwebel *Mautzahn*

Das Gerät (Bild 4) ermöglicht die Sprechgebühren in allen Tarifgruppen zu ermitteln. Das Zählgerät nutzt die Gesprächszählimpulse der Deutschen Post aus und zeigt bei Eingabe der jeweiligen Entfernungszone die genauen Sprechgebühren an.

*5. Funkfernschreibanschlußgerät*

Neuererkollektiv: Zivilbeschäftigter *Kunde*

Das Anschlußgerät (Bild 5) ermöglicht in Verbindung mit beliebigen modulierbaren Funkanlagen, insbesondere Anlagen mit Einseitenbandmodulation, Funkfernschreibbetrieb (50 Bd). Ein einwandfreier Empfang ist noch bei einem Signal-Rauschabstand von 1:2 möglich. Das Gerät zeichnet sich besonders durch einfache Bedienung aus.

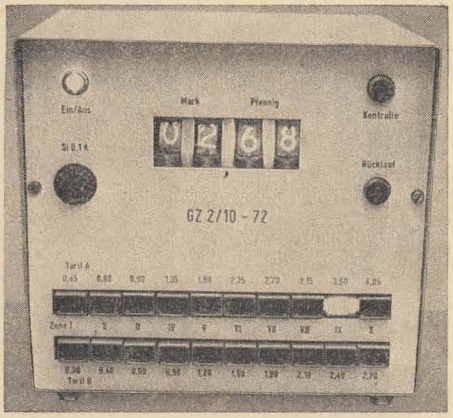



*Bild 4*
*Gebührenzählgerät*

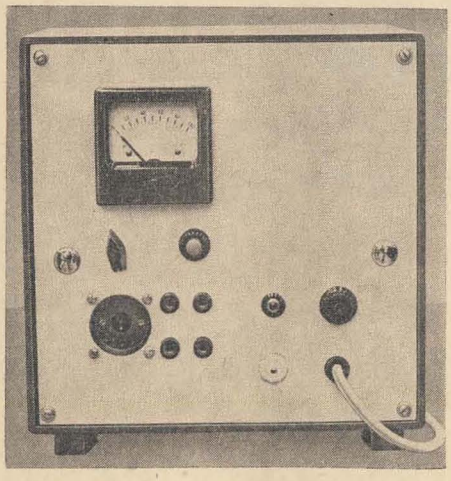


*Bild 5*
*Funkfernschreibanschlußgerät*

*6. Elektronische Stoppuhr*

Neuererkollektiv: Leutnant *Harbarth*

Die elektronische Stoppuhr (Bild 6) hat eine vierstellige Anzeige für Minuten und Sekunden (bzw. Zählimpulse) und eine Zeit- (bzw. Impuls-) vorwahl. Die Uhr ist rückstellbar. Sie kann vor allem als Zeitnormal beim Funkbetriebs-Normtraining eingesetzt werden.

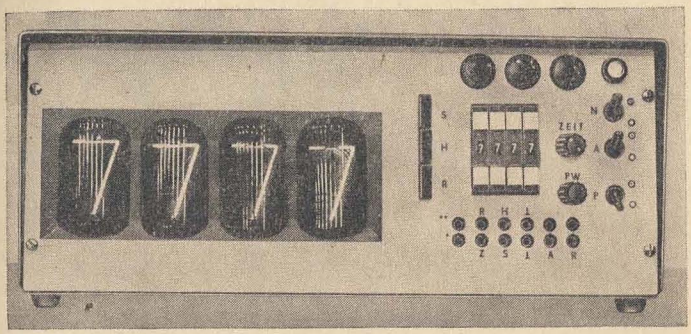



*Bild 6 Elektronische Stoppuhr*

### *7. Richttrainingsgerät*

Neuererkollektiv: Oberstleutnant *Voigt*

Das Trainingsgerät (Bild 10) wird zur Ausbildung von Richtkanonieren an der Zieleinrichtung der 122-mm-Haubitze genutzt. Der Ausbilder kann am Kontrollpult die eingestellten Werte überprüfen. Es ist möglich, an ein Kontrollpult mehrere Zieleinrichtungen anzuschließen.

Für dieses hervorragende Exponat wurde dem Neuererkollektiv die *Medaille für hervorragende Leistungen in der Bewegung Messe der Meister von morgen* verliehen.

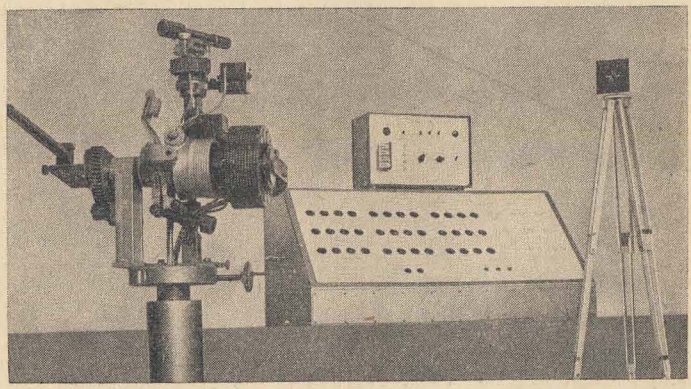


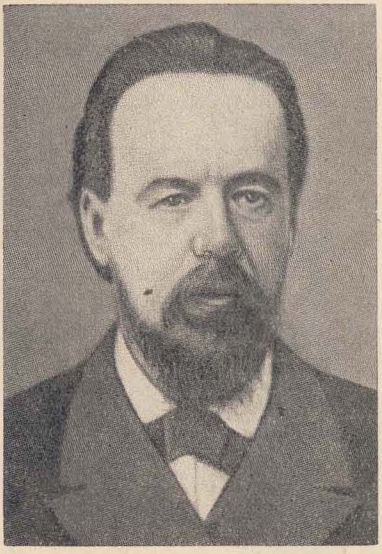
*Bild 7 Richttrainingsgerät* *(Fotos: MFZ/J. Tessmer)*

# Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (VIII)

In den Elektronischen Jahrbüchern 1967 bis 1970 wurde die Entwicklung der Telegrafie für eine Zeit dargestellt, in der die Verbindung zwischen Sende- und Empfangsstation noch über Drähte bzw. Kabel erfolgte.

Durch die theoretischen Aussagen des englischen Physikers *James Clerk Maxwell* (13. 6. 1831 bis 5. 11. 1879) und die klassischen Experimente des deutschen Physikers *Heinrich Hertz* (22. 2. 1857 bis 1. 1. 1894) rückten die elektromagnetischen Wellen in das Blickfeld der Wissenschaftler. Das Zeitalter der drahtlosen Telegrafie begann.

*Heinrich Hertz (1857 bis 1894)*



*Alexander Stepanowitsch Popow (1859 bis 1905)*

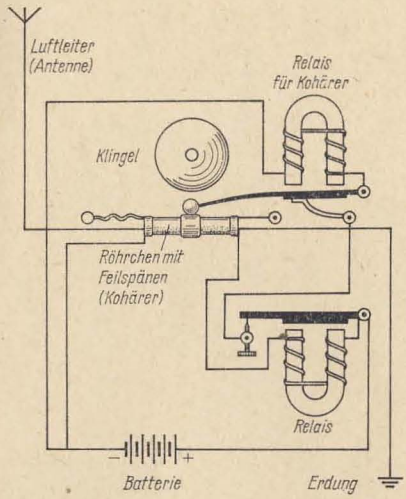
Die Entwicklung der drahtlosen Telegrafie ist mit den Namen zahlreicher Wissenschaftler und Ingenieure verbunden. Um 1890 hält *Nikola Tesla* (1856 bis 1943), ein in Kroatien geborener Physiker, in den USA Experimentalvorträge, wobei er mit einem sogenannten *Tesla*-Transformator lange Wellen erzeugt, die in der Nähe befindliche Gasentladungsröhren und Glimmlampen zum Aufleuchten bringen. Der Franzose *Edouard Branly* (1846 bis 1940) entwickelte 1890 den Kohärer, ein Glasröhrchen mit Metallpulver zwischen zwei Elektroden, der eine wesentliche Empfindlichkeitssteigerung auf der Empfängerseite der drahtlosen Telegrafie brachte. Auch *Thomas Alva Edison* (1847 bis 1931) befaßte sich um 1892 mit Versuchen zur drahtlosen Übertragung von Zeichen.

Der große Durchbruch zur drahtlosen Telegrafie begann mit dem Jahr 1895. Dem russischen Physiker, *Alexander Stepanowitsch Popow* (4. 3. 1859 bis 31. 12. 1905), gelangen 1895 die selbsttätigen Aufzeichnungen von luftelektrischen Gewitterentladungen, und am 12. 3. 1896 konnte er den ersten Funkspruch der Welt mit den zwei Wörtern »Heinrich Hertz« über eine Entfernung von 250 m übertragen. Damit würdigte der russische Wissenschaftler die Verdienste von *Heinrich Hertz*, der als erster die elektromagnetischen Wellen experimentell nachwies. Zur gleichen Zeit experimentierte der italienische Physiker *Guglielmo Marconi* (25. 4. 1874

*Guglielmo Marconi*
*(1874 bis 1937)*

bis 20. 7. 1937) in Bologna mit elektromagnetischen Wellen und konnte sie über mehrere hundert Meter nachweisen. *Popow* und *Marconi* benutzten auf der Sendeseite einen Funkeninduktor und eine Funkenstrecke, also die gleiche Anordnung, wie sie Heinrich Hertz auch bei seinen Experimenten verwendet hatte. Die Empfangsseite hatten sie durch den Einsatz des *Branly*schen Kohärers wesentlich verbessert. *Popow* steigerte die Empfindlichkeit noch zusätzlich durch den schon beim Gewittermelder verwendeten Luftleiter, also durch die Empfangsantenne, die er am Kohärer anschloß. So konnte er sehr schnell die überbrückten Entfernungen steigern, 1901 erreichte er bereits 112 km.

Beide Wissenschaftler fanden für ihre Arbeiten in den Heimatländern kein großes Interesse. *Marconi* ging nach England, wo er seine Arbeiten unter günstigen Bedingungen fortsetzen konnte. In Rußland begann der stürmische Aufschwung des Funkwesens erst nach dem Sieg der Großen Sozialistischen Oktoberrevolution. Von der hohen Wertschätzung der Möglichkeiten des Funks, von dem Wunsch, ihn umfassend in den Dienst des Volkes zu stellen, zeugen mehr als zehn Dekrete, die mit dem Funkwesen verbunden sind und auf Anweisung Lenins verfaßt, von ihm redigiert und unterschrieben wurden.

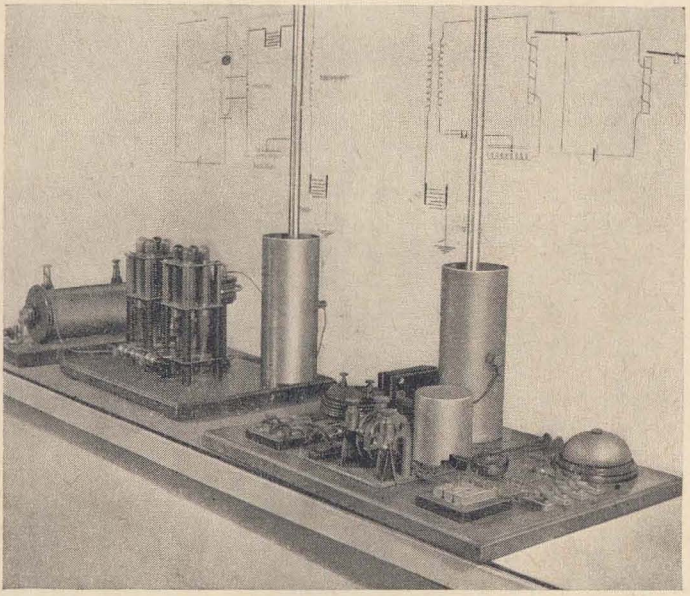



*Schaltung des Gewittermelders von A. S. Popow*

*Marconi* fand in England mit seinen Telegrafieversuchen besondere Unterstützung durch den Chefingenieur des Londoner Haupttelegrafenamtes, *William Preece*, der selbst auf der Suche nach einer neuen Telegrafiemethode war. Die Versuche an der Küste von England verliefen erfolgreich, als *Marconi* den Luftleiter (Empfangsantenne) *Popows* auch auf der Senderseite benutzte. Es ergaben sich dadurch weitere Möglichkeiten zur Steigerung der überbrückbaren Entfernungen.

1898 konnte der deutsche Physiker *Karl Ferdinand Braun* (1850 bis 1918) die Wirkungsweise des Funkeninduktorsenders wesentlich verbessern, indem er den Abstimmschwingkreis einfügte und die Antenne induktiv ankoppelte. Braun ist vor allem bekanntgeworden durch die Erfindung der Katodenstrahlröhre (*Braunsche* Röhre). In Deutschland beschäftigten sich u. a. auch Professor *Adolf Slaby* (1849 bis 1913) gemeinsam mit *Georg Graf von Arco* (1869 bis 1940) mit der drahtlosen Telegrafie, *Slaby* hatte an den Versuchen von *Marconi* und *Preece* in England teilgenommen. Sie erkannten die Bedeutung der Resonanzabstimmung, und führten um 1900 den Abstimmschwingkreis auch auf der Empfangsseite ein.

Im Dezember 1901 konnte *Marconi* den Atlanischen Ozean drahtlos überbrücken (3540 km). Die Sendestation befand sich in Poldhu (Cornwall), die Empfangsstation stand auf dem Signal-Hill bei Saint-John (Neu-

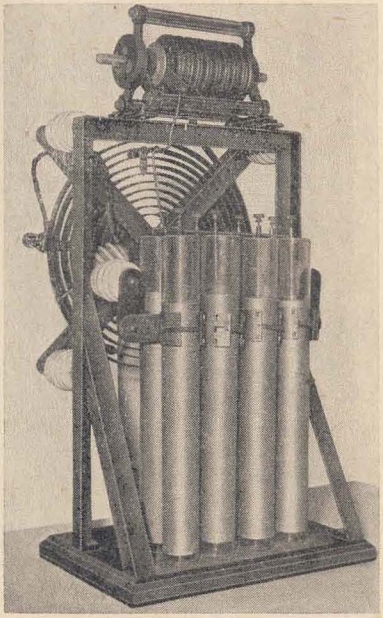


*Ansicht einer Funkstation nach dem System Braun um 1899; links der Sender, rechts der Empfänger (Postmuseum Berlin/DDR)*

fundland). Das übermittelte Zeichen bestand aus 3 Punkten, dem Buchstaben »s«.

Die Funkenstreckensender hatten wesentliche Nachteile, die sich bei Anwendung der Abstimmung durch die Doppelwelligkeit äußerten. Außerdem waren die Zeichen nicht einfach zu lesen, da sich die knatternden Funksignale kaum von den atmosphärischen Störsignalen unterschieden. Eine wesentliche Verbesserung brachte der von *Max Wien* (1866 bis 1938) in den Jahren 1905 bis 1907 entwickelte Löschfunkensender. Einmal entfiel die Doppelwelligkeit, der Sender strahlte nur noch eine Wellenlänge ab. Dazu kam, daß durch die mehrfach unterteilte Funkenstrecke die erzeugten Schwingungen wesentlich weniger gedämpft waren, so daß im Empfänger ein ziemlich gleichbleibender Ton hörbar wurde, der sich besser aufnehmen ließ.

Sendeseitig konzentrierte man sich nun auf die Erzeugung von ungedämpften Schwingungen. Dabei ging die Entwicklung vorerst in zwei Richtungen. Der dänische Ingenieur *Valdemar Poulsen* (1869 bis 1942)



*Ansicht eines Löschfunken-Telegrafiesenders (Postmuseum Berlin/DDR)*
*(Fotos: Archiv des Autors)*

entwickelte in diesen Jahren den Lichtbogensender, der ungedämpfte Schwingungen erzeugte, und der sich auch modulieren ließ, so daß Töne übertragen werden konnten. Bekanntgeworden ist *Poulsen* auch durch die Erfindung des Stahldraht-Magnetophons (1900). Der andere Weg der Entwicklung war der Hochfrequenzmaschinensender, der einen rotierenden Generator hoher Pol- und Umdrehungszahl zur Schwingungserzeugung benutzte. Die verschiedenen Verfahren wurden entwickelt von dem kanadischen Ingenieur *Reginald Aubrey Fessenden* (gemeinsam mit dem schwedischen Ingenieur *Ernst Frederik Alexanderson*) und von den deutschen Ingenieuren *Rudolf Goldschmidt* und *Karl Schmidt*.

Die Herstellung solcher Hochfrequenzmaschinen war zu der damaligen Zeit eine beachtliche Leistung. Es wurden Frequenzen bis 100 kHz erreicht und die Leistung der damit ausgerüsteten Großfunkstellen betrug bis zu 500 kW. Aber die Zeit der Löschfunken-, Lichtbogen- und Hochfrequenzmaschinensender war bald zu Ende, als es gelang, mit Elektronenröhren auf eine wesentlich einfachere Weise ungedämpfte Schwingungen zu erzeugen.

Liebe Freunde, OMs und sonstiges Personal an Bord oder auch nicht!

Sicherlich haben auch Sie schon oft etwas gefunden. Ich auch. Ich habe Erfindungen gefunden, solche wie auch solche. Zunächst zu den solchen, die den bekannten dunklen Zwecken dienen. Und das ist die erste Abteilung meiner Elektronitätenschau. Ich liefere Ihnen diese, wie sie später noch erkennen werden, zweckmäßige Sendung frei Haus (das Jahrbuch ist ja bereits bezahlt) zwecks einer zweckdienlichen Information, denn nicht immer heiligt der Zweck die Mittel.

Also, was hätten wir da wohl als erste Zwecke? Aha, den

**heißen Piratensender.**

Stationiert an der Grenze der territorialen Gewässer vor der holländischen Küste, versorgt er als *Radio Caroline* die umliegenden Schiffe und Küstenbewohner mit heißer Musik und Reklameeinlagen. Als plötzlich und unerwartet unter den Piraten eine Meuterei ausbrach und der Kapitän SOS-Raketen in die Luft feuerte, kam ihm kein anderes Seeräuberboot zu Hilfe, sondern der holländische Torpedobootzerstörer *Limburg*. Ein Käse, nicht wahr?

Als zweite Erfindung dieser Abteilung offeriere ich Ihnen die

**sprachlosen Museumswärter.**

Unter dem Patronat des Vatikans wurden sie in Rom entwickelt. An strategischen Punkten des Vatikanmuseums und des Petersdoms sind Fernsehkameras aufgestellt worden, die in der Lage sind, täglich 10 000 Besucher zu überwachen. Die sich häufenden Diebstähle in italienischen Kirchen, Museen und Gemäldegalerien haben den Vatikan zu der Einsicht kommen lassen, daß die moderne Technik doch segensreicher ist als ein Segen auf konventionelle Art.

Kommen wir zur nächsten Erfindung. Es ist die

**mmM.**

Hinter dieser geheimnisvollen Abkürzung verbirgt sich nichts anderes als ein typischer Geschäftsunsinn. Diese Erfindung hat ein New-Yorker Unternehmen auf den aufnahmebereiten Markt geworfen, um damit die wachsende Kriminalität, besonders die Einbruchdiebstähle, zu bekämpfen. Wenn jetzt jemand gewaltsam eine Tür öffnet (in New York oder Umgebung natürlich) oder unberechtigt Einlaß verlangt, braucht man nur einen Plattenspieler einzuschalten, und schon ertönt – in Stereo versteht sich – die mmM, die monströse, mutige Männerstimme. Also auch hier macht der Ton die Musik.

Nach der Entwicklung von Miniröhren, Miniempfängern und Minikleidern hat die amerikanische Elektroindustrie einen

**Minispion**

herausgebracht. Das ist ein Sender, den man sich auf die blanke Haut kleben kann. Man könnte ihn für eine gewöhnliche Warze halten. Aber nur für eine gewöhnliche. Denn dieser Minispion hat nur einen halben Kilometer Reichweite, während bessere Warzen in hellen Mondnächten – natürlich nur an Kreuzwegen – sogar mit dem Erdtrabanten in Verbindung stehen sollen.

Um entlassene amerikanische Verbrecher dreht sich die nächste Erfindung. Damit diese Leute vor erneuten Gesetzesbrüchen bewahrt werden, hat der amerikanische Soziologieprofessor Gerald Smith die

**elektronischen Handschellen**

erfunden. Das sind Kleinstsender, die an den Handgelenken wie Uhren getragen werden. Diese Sender stehen mit der Polizei in Verbindung und geben Alarmsignale, falls der Träger etwas Unrechtes tut oder das kontrollierte Revier verläßt. Das uralte Kinder- aber auch Verbrecherspiel »Alle Bäumchen wechseln sich« hat der amerikanische Professor mit der Schellenkappe wohl dabei nicht bedacht.

Zu guter Letzt stelle ich Ihnen aus dem Land der nunmehr schon begrenzten Möglichkeiten eine Erfindung vor, einen

**Mordskerl.**

Er ist eine Art Computer, aufgestellt in einer psychiatrischen Klinik des amerikanischen Lazaretts der Kriegsveteranen im USA-Staate Nordkarolina. Dieser Maschine werden Angaben zur Krankengeschichte der Insassen eingegeben. Der Computer bestimmt dann, inwiefern der betreffende

Patient zum Selbstmord neigt. Die Angabe ist deshalb die wichtigste, weil auf dieser Station nur Soldaten von amerikanischen Kriegsschauplätzen liegen. Und die haben mehr als genug Ursache zu tiefen Depressionen.

Ich hingegen und alle meine Freunde – und damit komme ich zur zweiten Abteilung meiner Schau – haben auch mehr als genug Ursache, aber zur Freude, wenn wir unsere Zukunft nicht nur aus der Vogelperspektive betrachten. Da wird die Elektronik zweckentsprechend in den Dienst des Menschen gestellt.

Schauen Sie her! Da gibt es neuerdings ein ELEKTRO-THERMOMETER zur Korntemperaturmessung. (Für Nordhäuser Doppelkorn ungeeignet.) Das ist eine Stichwaffe für friedliche Zwecke. Man sticht nämlich nur mal kurz und schmerzlos 350 mm tief in einen Getreidehaufen und kann sofort die Temperatur ablesen. Diese kann, was das Thermometer anlangt, von −10 °C bis +70 °C betragen. Letzterer Wert ist für das Getreide nicht zu empfehlen.

Oder, da gibt es jetzt ein ELEKTRONISCHES DIAGNOSTIK-SYSTEM, mit dessen Hilfe die Onkologen auf dem Fernsehbildschirm das Innere einer Zelle betrachten können, und zwar ob sie gesund ist oder nicht. Diese Anlage dient der Reihenuntersuchung der Bevölkerung und steht vorerst in einem lettischen onkologischen Institut. Mit Hilfe der sozialistischen Integration wird sie eines nicht mehr fernen Tages auch in Zella-Mehlis stehen.

In der ČSSR wurde das automatisch arbeitende Gerät NADJA entwickelt. Es dient der Beobachtung der Gewässer, die zur künstlichen Bewässerung verwendet werden, weil sich die chemische Zusammensetzung des Wassers auf den Bodenzustand und dann auf die Ernte auswirkt. An einem Gerät, das die Wasserverschmutzer beobachtet und den Wasserschutzorganen signalisiert, wird noch gearbeitet.

Das, liebe Leser, OMs und sonstiges Personal, waren Aussichtspunkte meiner Elektronitätenschau. Kommen wir jetzt zum Höhe- und Schlußpunkt des Abends. Es gab da nämlich noch eine Erfindung des 20. Jahrhunderts, die nicht unerwähnt bleiben sollte. Wenn's recht ist.

Na, überlegen Sie mal, und achten Sie im Moment nicht auf atmosphärische Störungen. Die Erfindung ist fast auf den Tag zehn Jahre alt. Natürlich, Sie wissen es, das bin ich, der Huggy, und selbstverständlich das ELEKTRONISCHE JAHRBUCH. Wieviel Strom ist schon die Leitungen entlanggeflossen seit der Erschaffung (des Buches, nicht der Welt)! Und was habe ich an dieser Stelle alljährlich schon alles geleistet! Als Postillion, Briefkastenferndiagnostiker, als Schlageransager, Auktionator, Fachbearbeiter, Märchenonkel, Schaubudenzauberer oder Museumsführer. Und in jedem Berufszweig mit vollem Erfolg. Das können Sie mir glauben. Denn hier liegen die Antworten auf kritische Hinweise und Vorschläge und die vielen anderen Leserbriefe und die Preisausschreibeneinsendungen.

Womit wir bei dem von mir nicht erfundenen aber trotzdem beliebten Preisausschreiben angekommen wären.

Achtung! Achtung! Sie hören die Lösung des Jahres 1973: Auflösung – Gewinner – neue Aufgabe

Damit ist unsere Elektronitätenschau beendet.

Es verabschieden sich bis zum nächsten Jahr an gleicher Schwelle als Schauermann der Sendung

Huggy, der Elektronenrabe

und der Autorwart

Hans-Werner Tzschichhold

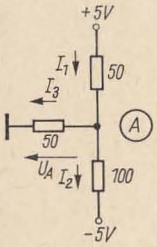
## Auflösung der Preisrätsel 1973

*Rätsel Nr. 1*

*Es handelt sich um die Kennlinie einer Tunneldiode.*

*Rätsel Nr. 2*

Bei dieser Aufgabe sind viele Leser bei der Fragestellung gescheitert, ob die Schaltung aus 1 oder 2 Batterien gespeist wird. Mit den Spannungsangaben in der Zeichnung sind aber 2 Batterien definiert, die mit dem jeweiligen anderen Pol an Masse liegen.




*Mit Hilfe der Strompfeile (Bild) und dem Kirchhoffschen Gesetz findet man*

$$I_1 = I_2 + I_3 .$$

*Ersetzt man die Ströme entsprechend durch Spannung und Widerstand, dann erhält man*

$$\frac{5\,\mathrm{V} - U_A}{50\,\Omega} = \frac{U_A - (-5\,\mathrm{V})}{100\,\Omega} + \frac{U_A}{50\,\Omega} .$$

*Eliminiert man die Widerstände, dann ist*

$$2\,(5\,\mathrm{V} - U_A) = U_A - (-5\,\mathrm{V}) + 2U_A$$

$$10\,\mathrm{V} - 2U_A = U_A + 5\,\mathrm{V} + 2U_A$$

*Aufgelöst nach* $U_A$

$$5\,U_A = 5\,\mathrm{V}$$

$$U_A = 1\,\mathrm{V}$$

**Und das sind die Gewinner:**

1. Preis (1 Transistorempfänger *Kosmos* und für 30,— M Bücher aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
Eberhard Scharf, 671 Neustadt, Schleizer Str. 1

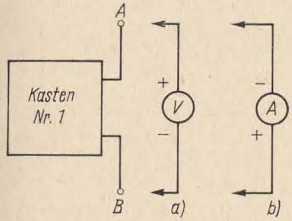
2. Preis (Bücher für 75,— M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
F. Karl Hatzius, 252 Rostock, Osloer Str. 36

3. Preis (Bücher für 50,— M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
Josef Karger, 35 Stendal, Röxer-Str. 31

4. bis 10. Preis (je Preisträger Bücher für 25,— M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
Karl-Hans Vollrath, 7031 Leipzig, Erich-Zeigner-Allee 52
Manfred Lösch, 8044 Dresden, Donathstr. 4
Eva Jud, 965 Klingenthal, Karl-Marx-Str. 17
Eckhard Kleine, 402 Halle, Robert-Koch-Str. 17
K.-Peter Räntzsch, 701 Leipzig, Nordstr. 35/610
Hans-Joachim Höpfner, 4255 Benndorf, Karl-Marx-Ring 3
W. Gehrke, 1195 Berlin, Heidekampweg 54
Die Preisverteilung erfolgt unter Ausschluß des Rechtsweges.

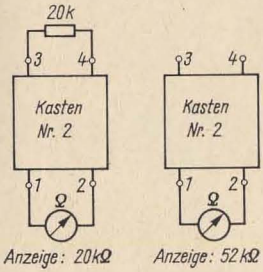
# Preisaufgabe 1974 von Huggy

Diesmal habe ich zwei schwarze Kästen aufgegabelt, von denen ich nicht sagen kann, was sie enthalten. Vielleicht kann mir der eine oder andere Leser helfen, das Schaltungsgeheimnis dieser Kästen zu lüften, ohne daß ich sie auseinanderreißen muß. Die Kästen haben zwei bzw. vier Anschlüsse, und ich will kurz schildern, was ich an diesen Anschlüssen alles unternommen habe, um das Geheimnis zu lüften.




*Kasten Nr. 1*

Der schwarze Kasten hat die Anschlüsse A und B. Schließe ich einen hochohmigen Gleichspannungsmesser mit der bei a) angegebenen Polarität an, dann wird eine Gleichspannung angezeigt. Verwende ich aber einen niederohmigen Strommesser für Gleichstrom und schließe ihn mit umgekehrter Polarität, wie bei b) gezeigt, an, so läßt der Zeigerausschlag einen entsprechenden Strom erkennen. Wie sieht denn nun die Innenschaltung dieses Kastens aus?




*Kasten Nr. 2*

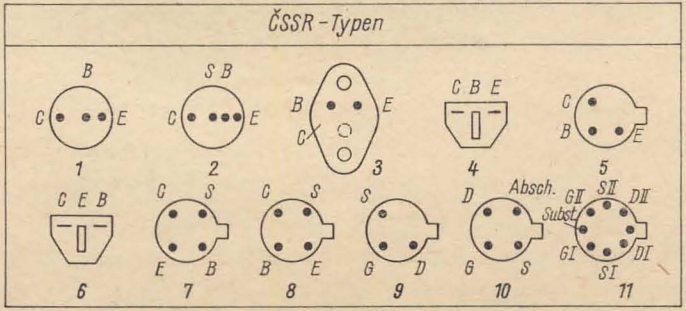
Hier sind die Anschlüsse 1 bis 4 vorhanden, so daß die Sache schon schwieriger erscheint. Deshalb legte ich an die Anschlüsse 1 und 2 ein Ohmmeter. Wenn ich die Anschlüsse 3 und 4 mit einem Widerstand 20 kΩ überbrücke, so zeigt das Ohmmeter ebenfalls 20 kΩ an. Lasse ich aber die Anschlüsse 3 und 4 frei, dann zeigt das Ohmmeter 52 kΩ an. Was für eine Schaltung enthält nun dieser Kasten?
(Huggy interessiert zwar nur die einfachere Lösung, aber Hochschulkader dürfen auch die kompliziertere Lösung einsenden!)
Sollten Leser nur eine oder keine Lösung finden, so auf jeden Fall auch die Karte mit der persönlichen Meinung und den Wünschen einsenden. Diese Karten nehmen an der Auslosung der Trostpreise teil!

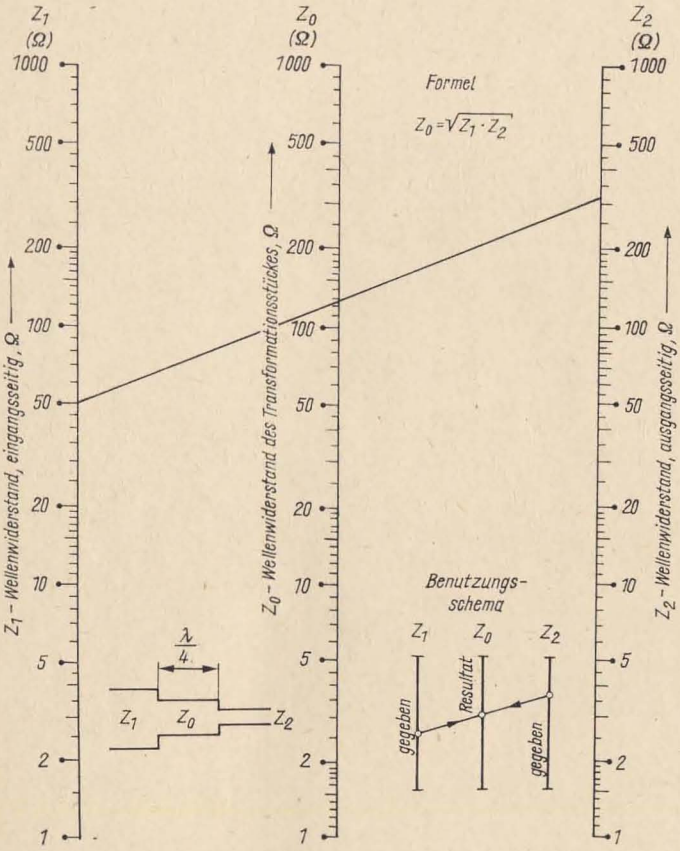
# Halbleiterbauelemente aus der CSSR-Produktion

(s. a. „Elektronisches Jahrbuch 1970", Seite 308 — 311)

| Typ | ($U_{CEo}$) $U_{CBo}$ V | $I_{C\,max}$ [A] mA | $P_{C\,max}$ [W] mW | $\beta$ $B$ | bei $I_E$ [A] mA | $f_T$ ($f\beta$) MHz | $F$ dB | Leitfähigkeit | $R_{th\,jc}$ [grd/W] grd/mW | Verwendung | Anschlußschema |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| GC 525 | 15 | 125 | 130 | 20/150 | 1 | 1,2 | 10 | npn | — | Ersetzt 105 NU | 1 |
| GC 526 | 32 | 125 | 130 | 20/150 | 1 | 1,2 | 10 | npn | — | 70···107 NU 70 | 1 |
| GC 527 | 32 | 125 | 130 | 50/150 | 1 | 1,4 | 6 | npn | — | | 1 |
| GC 510 K | 32 | [1] | 300 | 60/175 | 300 | 1,0 | — | pnp | [0,2] | für | 1 |
| GC 511 K | 25 | [1] | 300 | 100/500 | 300 | 1,0 | — | pnp | [0,2] | Komplementär- | 1 |
| GC 512 K | 25 | [1] | 300 | >25 | 300 | 0,55 | -- | pnp | [0,2] | Endstufen | 1 |
| GC 520 | 32 | [1] | 200 | 60/175 | 300 | 1,0 | — | npn | [0,2] | für | 1 |
| GC 521 | 25 | [1] | 200 | 100/500 | 300 | 1,0 | — | npn | [0,2] | mittlere | 1 |
| GC 522 | 20 | [1] | 200 | >25 | 300 | 1,0 | — | npn | [0,2] | Endstufen | 1 |
| GFY 50 | 20 | 10 | 50 | 20/350 | 1 | 50 | — | pnp | — | HF-Transistor | 2 |
| GD 607 | 32 | [1] | [4] | 40/230 | 500 | 1,0 | — | npn | [7,5] | Leistungs- | 3 |
| GD 608 | 25 | [1] | [4] | 100/360 | 500 | 1,0 | — | npn | [7,5] | transistoren | 3 |
| GD 609 | 20 | [1] | [4] | 40/360 | 500 | 1,0 | — | npn | [7,5] | | 3 |
| GS 507 | 15 | 30 | 85 | 40/300 | 1 | 10 | — | npn | 0,6 | Schalttransistor | 1 |
| KC 147 | 45 | 100 | 200 | 125/500 | 2 | 150 | 10 | npn | 0,45 | Plastetyp | 4 |
| KC 148 | 20 | 100 | 200 | 125/900 | 2 | 150 | 10 | npn | 0,45 | für NF | 4 |
| KC 149 | 20 | 100 | 200 | 240/900 | 2 | 150 | 4 | npn | 0,45 | | 4 |
| KC 507 | 45 | 100 | 300 | 125/500 | 2 | 150 | 10 | npn | 0,2 | | 5 |
| KC 508 | 20 | 100 | 300 | 125/900 | 2 | 150 | 10 | npn | 0,2 | NF-Vorstufen | 5 |
| KC 509 | 20 | 100 | 300 | 240/900 | 2 | 150 | 4 | npn | **0,2** | | 5 |
| KD 601 | 40 | [10] | [35] | >1 | 100 | 10 | — | npn | [4,5] | Leistungs- | 3 |
| KD 602 | [110] | [8] | [35] | 15/50 | [4] | 0,5 | — | npn | [4,5] | transistoren | 3 |

| | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| KF 124 | 30 | 30 | 220 | 67/220 | 1 | 350 | — | npn | 0,45 | | 6 |
| KF 125 | 30 | 30 | 220 | 87/125 | 1 | 230 | — | npn | 0,45 | | 6 |
| KF 167 | 40 | 25 | 130 | 26 | 4 | 250 | — | npn | 1,0 | HF-Typen | 7 |
| KF 173 | 40 | 25 | 200 | 38 | 7 | 400 | — | npn | 0,75 | | 7 |
| KF 272 | 40 | 20 | 150 | 30/60 | 3 | 900 | — | pnp | — | | 8 |
| KF 517 | 40 | 600 | 800 | 35 | 10 | 30 | 5 | pnp | 0,06 | NF-/AF- | 5 |
| KF 517 A | 40 | 600 | 800 | 35/120 | 10 | 30 | 5 | pnp | 0,06 | Typen | 5 |
| KF 517 B | 40 | 600 | 800 | 90/300 | 10 | 30 | 5 | pnp | 0,06 | | 5 |
| KF 520 | 30 | 30 | 300 | 0,2 mS | 5 | 30 | — | N | — | MOSFET | 9 |
| KF 521 | 20 | 10 | 100 | 2,5 mS | 4 | 100 | — | N | — | | 10 |
| KF 524 | 30 | 30 | 145 | 67/220 | 1 | 350 | — | npn | 0,9 | AM/FM-ZF | 7 |
| KF 525 | 30 | 30 | 145 | 37/125 | 1 | 300 | — | npn | 0,9 | UKW-Tuner | 7 |
| KF 552 | 10 | 15 | 100 | — | — | — | — | P | — | Dual-MOSFET | 11 |
| KS 500 | 25 | 200 | 300 | 20 | 10 | 200 | — | npn | — | Schalttransistor | 5 |
| KU 608 | 250 | 10 | 70 | 3 | 500 | 3 | — | npn | 1,5 | Leistungs- | |
| KU 611 | 60 | 3 | 10 | 20/50 | 200 | 10 | — | npn | 11 | transistoren | 3 |
| KU 612 | 120 | 3 | 10 | 20/50 | 200 | 10 | — | npn | 11 | | 3 |






**Nomogramm 1** Viertelwellen-Transformator

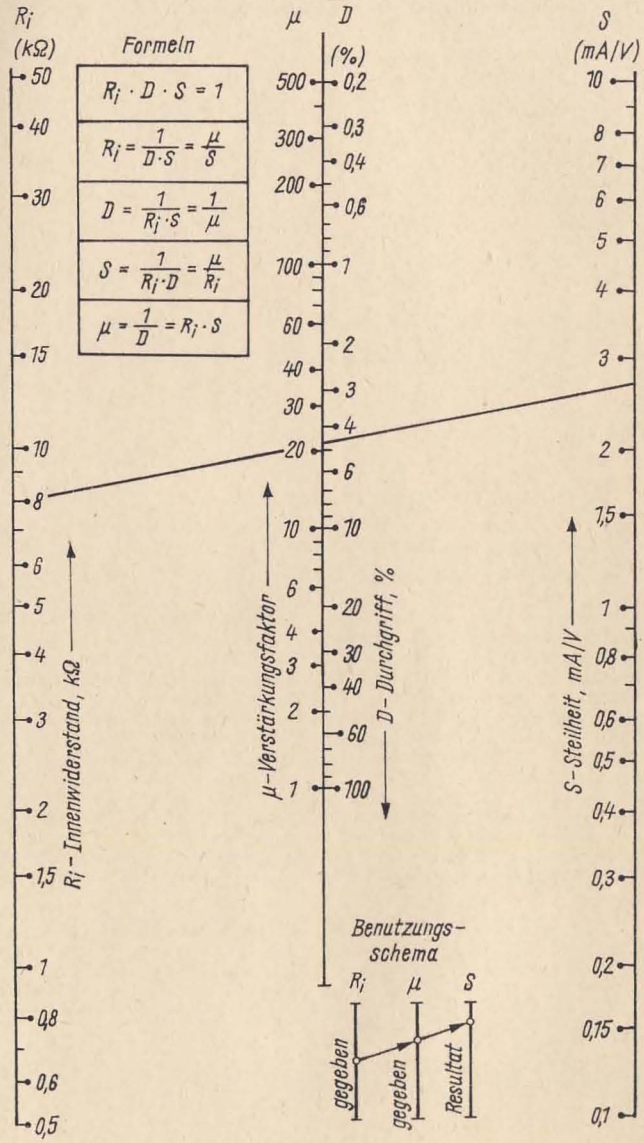
Zur Anpassung von Leitungen mit unterschiedlichem Wellenwiderstand oder zur Anpassung eines Antennen-Fußpunktwiderstandes an eine Leitung kann man den Viertelwellen-Transformator einsetzen. Es gilt die Beziehung:

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}.$$

Alle Werte sind in Ω einzusetzen.

*Beispiel:*

Gegeben: $Z_1 = 50\ \Omega$ und $Z_2 = 320\ \Omega$. Resultat: $Z_0 = 127\ \Omega$.


$R_i$ (kΩ)
50
40
30
20
15
10
8
6
5
4
3
2
1,5
1
0,8
0,6
0,5
$R_i$ – Innenwiderstand, kΩ
Formeln
$R_i \cdot D \cdot S = 1$
$R_i = \frac{1}{D \cdot S} = \frac{\mu}{S}$
$D = \frac{1}{R_i \cdot S} = \frac{1}{\mu}$
$S = \frac{1}{R_i \cdot D} = \frac{\mu}{R_i}$
$\mu = \frac{1}{D} = R_i \cdot S$
$\mu$
500
300
200
100
60
40
30
20
10
6
4
3
2
1
$\mu$ – Verstärkungsfaktor
D (%)
0,2
0,3
0,4
0,6
1
2
3
4
6
10
20
30
40
60
100
D – Durchgriff, %
S (mA/V)
10
8
7
6
5
4
3
2
1,5
1
0,8
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,15
0,1
S – Steilheit, mA/V
Benutzungs-schema
$R_i$
$\mu$
S
gegeben
gegeben
Resultat

**Nomogramm 2** Trioden-Kennwerte

Aus den Kennlinien einer Triode kann man folgende Kennwerte entnehmen:

*Verstärkungsfaktor* $\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$ bei $I_a = \text{const.}$;

*Steilheit* $S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$ bei $U_a = \text{const.}$;

*Innenwiderstand* $R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$ bei $U_g = \text{const.}$;

*Durchgriff* $D = \frac{1}{\mu}$.

Für diese Größen gilt die Beziehung: $R_i \cdot D \cdot S = 1$.

Mit Hilfe des Nomogramms kann man die fehlende Größe bestimmen, wenn zwei Größen bekannt sind.

*Beispiel:*

Gegeben: $R_i = 7{,}9\ \text{k}\Omega$ und $\mu = 20{,}5$. Resultat: $S = 2{,}6\ \text{mA/V}$.

## Formeln für den Funkpraktiker

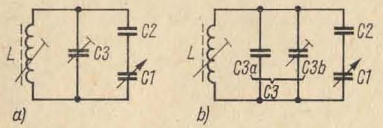
*Bandspreizung eines Schwingkreises*

Mit einem Drehkondensator, der eine Anfangskapazität $C_a = 20$ pF und eine Endkapazität $C_e = 500$ pF hat, kann man einen Schwingkreis bei Berücksichtigung der Parallelkapazitäten und der Schaltungskapazität etwa im Frequenzbereich von 1 : 3 abstimmen. Ist bei eingedrehtem Drehkondensator die Anfangsfrequenz etwa 3,5 MHz, so ist bei herausgedrehtem Drehkondensator die Endfrequenz dann etwa 10,5 MHz. Soll aber nur z.B. das 80-m-Band im Frequenzbereich 3,5 bis 3,8 MHz abgestimmt werden, so ist der Kapazitäts-Variationsbereich des Drehkondensators zu groß.

Um eine enge Bandabstimmung vorzunehmen, gibt es zwei Möglichkeiten. Einmal kann man einen Drehkondensator mit sehr kleinem Kapazitäts-Variationsbereich verwenden (z.B. UKW-Drehkondensator). Eine andere Möglichkeit besteht darin, daß man einen Drehkondensator mit zu großem Kapazitäts-Variationsbereich „elektrisch" einengt. Die dafür geeignete Schaltung zeigt Bild 1a. Der Drehkondensator $C1$ wird durch die Reihenschaltung mit dem Kondensator $C2$ in seinem Kapazitäts-Variationsbereich eingeengt. Parallel zum Schwingkreis wird noch die Kapazität $C3$ geschaltet, damit für den Schwingkreis ein günstiges $L/C$-Verhältnis entsteht.

Zur Berechnung der Induktivität $L$ des Schwingkreises lautet die Formel:

$$L = \frac{25\,300}{f^2_{max} \cdot C_{min}}.$$




$L$ in µH; $f_{max}$ ist die zu erreichende Endfrequenz in MHz; $C_{min}$ in pF ist die zu wählende minimale Schwingkreiskapazität, um ein günstiges L/C-Verhältnis zu erreichen.

Die für die Anfangsfrequenz erforderliche maximale Schwingkreiskapazität ist dann:

$$C_{max} = \frac{25\,300}{f_{min}^2 \cdot L}.$$

$C_{max}$ in pF; $f_{min}$ in MHz; $L$ in µH. Die Differenz von $C_{max}$ und $C_{min}$ ist dann die Abstimmkapazitätsvariation für den Schwingkreis:

$$\Delta C = C_{max} - C_{min}.$$

Alle Werte werden in pF eingesetzt. Den Wert für den Drehkondensator-Verkürzungskondensator $C2$ errechnet man nach der Formel:

$$C2 = \frac{\Delta C\,(C + 2C_a) + \sqrt{[\Delta C\,(C + 2C_a)]^2 + 4\,(C - \Delta C)\,(C + C_a)\,C_a \cdot \Delta C}}{2\,(C - \Delta C)}.$$

Auch in dieser Formel werden alle Kapazitäten in pF eingesetzt. Dabei ist $C$ die Kapazitätsvariation ($C = C_e - C_a$) und $C_a$ die Anfangskapazität des Drehkondensators. Die Kapazität des Parallelkondensators $C3$ errechnet sich zu:

$$C3 = C_{min} - \frac{C_a \cdot C_2}{C_a + C_2}.$$

Alle Werte werden in pF eingesetzt.

*Beispiel:*

Mit einem Drehkondensator $C1$ mit $C_a = 20$ pF und $C_e = 500$ pF ($C = 500 - 20 = 480$ pF) soll das 80-m-Band abgestimmt werden. Dabei sind $C_{min} = 3{,}5$ MHz und $f_{max} = 3{,}8$ MHz. Als minimale Kreiskapazität wird $C_{min} = 100$ pF gewählt.
Die Induktivität der Spule errechnet sich zu:

$$L = \frac{25\,300}{3{,}8^2 \cdot 100} = \frac{25\,300}{1440} = \underline{\underline{17{,}6\ \mu H}}.$$

Für die Kreiskapazität $C_{max}$ erhält man:

$$C_{max} = \frac{25\,300}{3{,}8^2 \cdot 17{,}6} = \frac{25\,300}{216} = \underline{\underline{117\ pF}}.$$

Dann ist: $C = 117 - 100 = \underline{\underline{17\ pF}}$.

Die Kapazität des Verkürzungskondensators $C2$ errechnet sich zu:

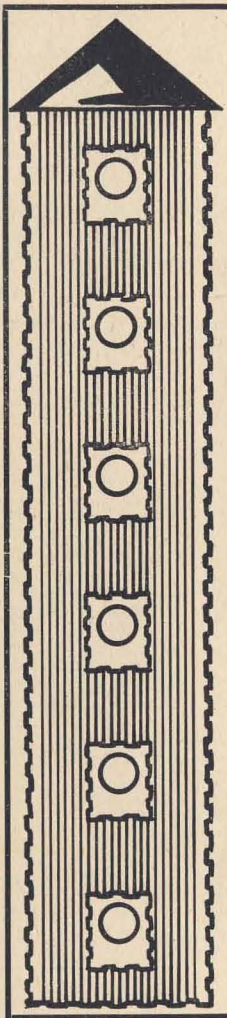
$$C2 = \frac{17\,(480 + 2 \cdot 20) + \sqrt{[17\,(480 + 2 \cdot 20)]^2 + 4\,(480 - 17)\,(480 + 20)\,20 \cdot 17}}{2\,(480 - 17)};$$

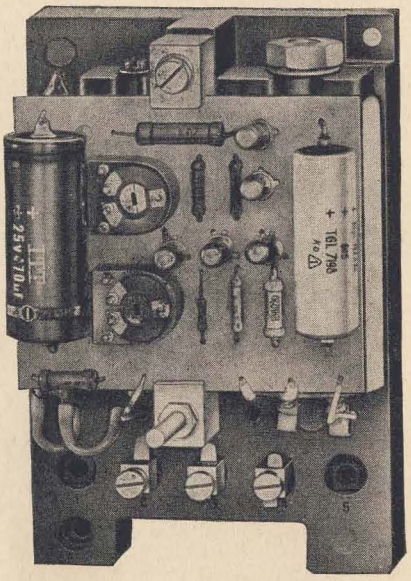
$$C2 = \frac{8840 + \sqrt{78\,145\,600 + 314\,840\,000}}{926} = \frac{28\,640}{926} = \underline{\underline{31\ pF}}.$$

Die Parallelkapazität $C3$ erhält man mit dem Wert:

$$C3 = 100 - \frac{20 \cdot 31}{20 + 31} = 100 - \frac{620}{51} = 100 - 12{,}15 = \underline{\underline{87{,}85\ pF}}.$$

Wählt man einen Trimmerkondensator 10···40 pF zur bequemen Einstellung des Wertes von $C3$, so kann man entsprechend Bild 1b $C3$ aufteilen. Es ist dann $C3a$ etwa 60 pF und $C3b$ 10···40 pF.





Elektronische Zeitrelais WP
für kurze und lange Zeiten –
Treppenhaus-Automaten WP –
Schutzgasschaltröhren mit Sprungfeder-
charakteristik bis 2 A im Öffner- und
Schließer- und Wechselprinzip –
Kontaktthermometer

**VEB Elektrotechnische und Elektronische Erzeugnisse**

63 Ilmenau, Heinrich-Heine-Straße 6

# Schlagwortverzeichnis für die Jahrbücher 1972, 1973 und 1974

*(die Zahl vor dem Schrägstrich gibt jeweils das Jahrbuch an, die Zahl nach dem Schrägstrich die Seite)*


**Abrechnungsautomat Soemtron** 72/286
Adapterkonverter 72/146
AFB 73/264
AFC 72/54
Akkomodationsmeßgerät 73/277
Akkumulator- und Befehlszähleranzeige 73/279
Alarmanlage, Zeitgeber 74/291
Alarmschaltung mit Thyristor 74/121
ALC 73/164
ALGOL 48/72
Allbandantenne 73/120
Alterung 74/209
Amateurantennen, Ratschläge für 73/119
Amateurelektronik, Komplexe 73/201
Amateurfilm, Synchronisiergerät 72/262ff.
Amateurfunk, 20 Jahre 73/11
Amateurfunkbeobachtung 73/264
Amateursuper-Kurzwellen- 74/167
Ambiofonie 73/48
analog geregelte Kleinthermostaten 72/204ff.
Antennen, für den UKW-Amateur 74/154ff.
—, Ratschläge für 73/119
Antennenabstimmindikator 72/200
Antenneneigenschaft, reziproke 73/116
Antennengewinn 73/116
Antennenverstärker, UHF- 74/273ff.
—, 2-m- 72/200
Anzeigegerät, automatisches, KW-Funkstelle 72/283
Anzeigesystem, Flüssigkeits- 72/116
aperiodische Quarzschaltung 74/214
aperiodischer Oszillator 74/210
astabiler Multivibrator 73/179
Astrad-Selena, Transistor-Koffersuper 74/82
Audionschaltungen mit Transistoren 74/220ff.
Ausbreitung 73/116
Automatic Frequency Control 72/54
automatischer Morsezeichengeber 72/275
Automatische Scharfabstimmung 72/54
Autonavigator 74/40
Autoradio 72/144
Autosuper für den Selbstbau 72/225ff.
**Balancemodulator** 73/161
Bandbreite 73/125
Bandfilter, elektromechanische 73/102
Bandspreizung eines Schwingkreises, Berechnung 74/310
Begrenzung 73/126
Belastung 74/209
Berolina 72/50
BFO für 9 MHz 74/212
bidirektionaler Thyristor 72/103
Bildplatte 73/77
bootstrap-Schaltung 72/154, 159
BRD-Elektronikkonzerne 74/27ff.
Breitbandverstärker 73/173
— mit Miniplasttransistoren 72/188
Brücken-FM-Diskriminator 73/132
Brückenschaltung, Thyristor 74/111
BUTTLER-Oszilaltor 74/213
**Camping** 72/50
C-Betrieb, Senderendstufe 72/170
CD-4-Verfahren 73/50
cholesterinische Flüssigkeit 72/114
Club 51/72
CML-Technik 73/87
Contest 73/262
CTL-Technik 73/87
Cubical Quad 73/121
CW-Betrieb, Monitor für 72/199
**Datenfernübertragung** 74/77
Datenverarbeitungsanlage, elektronische 72/47, 74/69
DCTL-Technik 73/86

DDR-Antenne 72/164ff.
Diaprojektion, Synchronisiergerät 72/262ff.
Dickschichtschaltung 73/137
Differenzierverstärker 74/134
Differenzverstärker 74/134, 145, 148
Diffusionsanlage 73/40
Digitaldiskriminator 73/133
digital einstellbarer Netzteil 72/217ff.
digitale Schaltkreise, HFW 73/80ff.
— Systeme, Entwurf 74/95ff.
Dioden 72/304ff.
Diplom 73/262
Dip-Meter mit FET 72/197
Diskothek, 7-Kanal-Mischpult 74/246ff.
DM-SWL-Wettbewerb 73/262
Drain-Schaltung 72/154
Drehstromlichtmaschine, Prüffeld für 72/284
DSM 72/115
DTL-Technik 73/84
Durchgangsprüfer 73/243
Dynamic Scattering Mode 72/115
Dynamikkompressor 74/176
dynamische Streuung 72/115
**ECL-Technik** 73/85
EDVA 72/47, 74/69ff.
Eichnormal, 100-kHz-74/214
Eichpunktgeber, VHF-UHF- 72/216
—, 10 MHz bis 1 kHz 72/121ff.
eisenlose Endstufe, Dimensionierung 74/238
— Quasikomplimentär-Endstufe 73/207
Electronic Video Recording 73/77
Elektrogitarre, HF-Tonabnehmer 73/190
elektromechanischer Bandfilter 73/102
Elektronenrechner 72/47ff.
Elektronikamateur, sowjetische Talenteschau 73/267ff.
Elektronikkonzerne der BRD 74/27ff.
elektronisch stabilisierter Netzteil 72/185
elektronische Datenverarbeitungsanlage 72/47, 74/69
— Sicherung für Transistornetzteil 72/213ff.
— Stabilisierungsschaltung 73/176
— Stoppuhr 74/292
— Zweipolsicherung 72/187
elektronischer Notstromschalter 74/120
elektronischer Zeitschalter 72/162
elektronisch stabilisierter Netzteil 72/185
Elite 72/50
Endstufe eisenlose, Dimensionierung 74/238,
—, Quasikomplementär-, eisenlose 73/207
Endstufenschaltung, Linear- 72/179
ESER 74/72
EVR-Verfahren 73/77
Exklusiv-OR-Gatter 73/80
Expander 73/80
**Farbfernsehgeräte** 72/203
Feldeffekttransistoren, DDR-Produktion 72/151ff.
Fenstertechnik 72/80
Fermi-Niveau 72/93
Fernsehempfangsantennen 72/81ff.
Fernsehen aus der Konserve 73/75ff.
Fernsehkonserven 73/74
Fernsehtürme 72/35 (s.a. Vor- und Nachsatz 1972)
Ferritspule 73/138
Festkörperphysik 72/85ff.
Festkörper-Strahlungssensoren 74/123
FET-Vackar-Oszillator 72/192
FET-Voltmeter 72/198, 73/222ff.
Filter, magnetomechanischer 73/91ff.
—, piezokeramischer 73/101ff.
Filterschaltung mit Operationsverstärker 74/136
Flip-flop mit Thyristor 72/104
Flüssigkeit 72/114ff.
Flüssigkeitsanzeigesystem 72/116
Flüssigkeitszelle 72/116
FM-Detektor 73/129
FM-Empfänger 73/124
FM-Empfangsadapter 73/134
FM-RX-Design 73/136
FM-Signal 73/124
FM-ZF-Verstärker 72/66
FM-Zusatz für 2-m-Sender 72/198
Format 72/51
Formeln für den Funkpraktiker 74/310
Fotobelichtung, Zeitgeber für 72/189
Fotodioden 72/305, 73/195, 74/124
Fotoelemente 73/196ff.
Foto-FET 74/124
Fototransistoren 73/195, 74/124
Fotowiderstände 73/193
Frequenzdiskriminator 73/129
frequenzmodulierte Signale, Empfang von 73/124ff.
Fuchsjagd 73/265
Fuchsjagd-Empfängerpraxis, 2-m-Band 74/191ff.
—, 80-m-Band 73/138ff.
Fuchsjagd-Geradeausempfänger 73/140
Fuchsjagdkonverter 73/150

Fuchsjagdpeilsuper 74/195
Fuchsjagd-Superhetempfänger 73/141ff.
Funkelektronik im Militärwesen 74/38ff.
Funkempfangsamateur 73/259ff.
Funkfernschreibanschlußgerät 74/290
Funksport, GST-, international 74/278ff.
Funkstation R-105 D 73/252
**Gate-Schaltung** 72/154
Gegentaktendstufe 72/183
Geradeausempfänger, Fuchsjagd- 73/140
Germaniumtransistoren 72/300
Gesangsanlage, Steuergerät 73/185ff.
Geschichte, Nachrichtentechnik 72/290ff., 73/282ff., 74/294ff.
Gleichrichterdioden 72/310
Gleichspannungs-Transistorvoltmeter 72/160
Gleichspannungsvoltmeter mit FET 72/198
Gleichstrom-Mikroamperemeter 74/137
Gleichstrom-Millivoltmeter 74/138
Gleichstromsteller 74/117
Glimmlampensteuerung 72/106
Groundplane 72/165, 74/161, 162
Grundwellenschwinger 74/209
GST, 20 Jahre 72/11ff.
GST-Funksport international 74/278ff.
Gunn-Effekt 72/91
G5RV-Multibandantenne 73/120
**Halbleiterbauelemente** (ČSSR) 74/306
—, lichtempfindliche 73/192ff.
Halbleiterdioden 72/304ff.
Halbleiterindustrie, technologisch Anlagen 73/38ff.
Halbleiter-Lichtemitter 74/123
Halbleiterschaltungen (HFO) 72/185ff.
Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, VEB Kombinat 74/13ff.
Halbwellenstrahler 74/163
Hall-Echo-Gerät 72/243ff.
Hallradius 73/46
HB9CV-Antenne 74/155ff.
H-Filter 73/101ff.
HF-Stereofonie 72/63
HF-Tonabnehmer für Elektrogitarre 73/190
Hi-Fi-Geräte (DDR) 73/63ff.
Hi-Fi-Stereoanlage 72/242
Hi-Fi-Verstärker 74/235ff.
HKZ-System 74/61
hochselektiver Sperrkreis 72/69
Hochspannungskondensator-Zündsystem 74/61
hot-electron-transistor 72/93
Hüllkurvendetektor 72/67
Huggy, Neuse von 72/295ff., 73/287ff., 74/300ff.
Hybriddoppelquad 74/159
**IGFET** 72/93
I-K-Master-Slave-Flip-Flop 73/80
Impedanzmeßgerät 73/277
Impedanzwandlerschaltung mit MOS-FET 72/159
Impulsgatter 74/104
Impulsgenerator 73/181ff.
insulated gate field effect transistor **72/93**
Integratet Circuit 72/96
integrierter Schaltkreis 72/96, 73/170ff. 74/141ff.
Integrierverstärker 74/134
Interkosmos 74/52ff.
Intersputnik 74/45ff.
IS 72/96, 73/170ff., 74/141ff.
**JK-Flip-Flop**
JK-Flip-Flop 74/102
Josephson tunneling 72/89
Junior 72/51
Justier- und Belichtungseinrichtung 73/40
**Kaltkatoden-Anzeigeröhre** 73/35
Kapazitätsmesser 73/226ff.
Keramikfilter 72/163
Kettenfilter 73/103, 104, 114
Klangregelglied 74/135
Klangregelschaltung 73/174
Klangregelverstärker 74/240
Kleinstthermostaten, analog geregelte 72/204ff.
K-M-U-Empfang, Transistorempfänger 74/259ff.
Kofferempfänger 72/144
komplexe Amateurelektronik 73/201
Kondensator, Berechnung 73/311
Kopfhörerverstärker 74/225, 226
Koppler, optoelektronische 74/124
Kraftfahrzeug, Scheibenwischer-Intervallschalter 74/119
Kraftfahrzeugmotor, Thyristorzündung 74/61ff.
kristalline Flüssigkeiten 74/61ff.
Kurzwellenantenne 73/115
Kurzwellensuper 74/167ff.
KW-Empfänger, Mittelklasse 72/132ff.
KW-Komplexprüfgerät 72/282
KW-MW-Superhet 74/228ff.
KW-Oszillator, chirpfreier 72/193
KW-Sender, Einbandbetrieb 73/152ff.
—, Tiefpaßfilter 73/90
**Langzeitschalter mit MOSFET** 72/162
Langzeit-Verzögerungsschaltung 74/139

Lautsprecherboxen für Stereobetrieb 73/248 ff.
Leistungsgleichrichter 72/309
Leistungs-Z-Dioden 72/308
Lichtempfänger 73/202
lichtempfindliche Halbleiterbauelemente 73/192 ff.
Lichtleiter 74/123
—, geschlossene 72/34
Lichtschranke mit Selenfotoelement 73/201
Linear-C-Endstufe 72/177
lineare integrierte Schaltkreise (TESLA) 74/141 ff.
Linear-Endstufenschaltung 72/179
Linearverstärker, 3stufiger 72/179
Lunachod I 73/56
Lutsch, UKW-Taschenempfänger 74/88
**MAA** 325 73/170 ff.
Magneta-Antenne 74/154
Magnetbandgerät 72/113
—, Mehrfachausnutzung 73/275
magnetomechanische Filter 73/91 ff.
MBA 145 73/170 ff.
Mehrfachdioden 72/316
Meßgerät mit Transistorbestückung 73/215 ff.
Mikroamperemeter 73/243
—, Gleichstrom- 74/137
Millivoltmeter 74/138
Mischpult, 7-Kanal-, für Diskothek 74/246
MMM-Kaleidoskop 72/281 ff., 73/274 ff., 74/289 ff.
Molnija-1 72/38, 74/48
Monitor für CW-Betrieb 72/199
Morsezeichengeber, automatsicher 73/275
MOS-Feldeffekttransistoren (DDR) 72/151 ff.
Multiprogrammbetrieb 74/76
Multivibrator, astabiler 73/179
**Nachhall** 72/243
Nachrichtensatelliten 72/38, 74/46
Nachrichtentechnik, Geschichte 72/290 ff., 73/282 ff., 74/294 ff.
Nachsetzempfänger für 2-m-Peilsuper 74/199
Nachtsichtgerät, Prüfgerät 74/289
NAND-Gatter 73/80
NBFM 73/125
nemantische Flüssigkeit 72/114
Netzteil, elektronisch stabilisierter 72/185
—, Transistor- 72/213 ff.
NF-Leistungsstufen mit Siliziumtransistoren 73/204 ff.
NF-RC-Wien-Brückengenerator 72/158
NF-Verstärker 73/159, 171, 204, 74/146
NF-Vorverstärker mit Tremoloeffekt 72/248 ff.
Niederfrequenzmesser 73/229 ff.
Nomogramme für Funkpraktiker 74/308
Notstromschalter, elektronischer 74/120
**Obertonoszillator** 72/269
Oberwellenschwinger 74/209
Operationsverstärker 74/129 ff.
Optoelektronik 73/192, 74/123
Orbita 72/43, 74/50
Oszillator 74/210 ff.
Oszillatorschaltung für 10 MHz 72/194
**Party** 72/50
Peilantenne, 2-m- 74/191
Peilempfänger, 2-m- 72/201
Peilrahmenantenne 73/138
Phasenanschnittssteuerung mit Diac 72/103
Phasenmodulator für 2-m-Sender 72/195
Phasenumkehrtransistor 73/211
Piccolo 72/50
Picknick 72/50
piezokeramische Filter 73/101 ff.
polarisiertes Relais, Prüfgerät 73/276
praktische Schaltungen für den Funkamateur 72/192 ff.
Prüfgerät mit Transistorbestückung 73/215 ff.
PZT-Keramik 73/101
**Q-Multiplier** 72/69
Quadrophonie 73/46 ff.
Quadrosonic 73/46 ff.
Quarzoszillator 73/167
Quarzprüfer 74/210
Quarzschaltungen, aperiodische 74/214
Quasikomplementär-Endstufe, eisenlose 73/207
Q-Multiplier 72/69
**Raumfahrtelektronik** 73/53 ff.
RCTL-Technik 73/86
RDT-Technik 74/100
Rechteckgenerator mit Schmidt-Trigger 74/256
Referenzelemente 72/309
Reiseempfänger 72/50
Reisesuper 72/61
Relaisprüfgerät 73/276, 74/296
Resonatoren, piezoelektrische 73/101
Richttrainingsgerät 74/293
Röhrenendstufe, 2-m-Sender 72/169 ff.
Röntgenfernsehen 72/70 ff.

Roter Sender 74/283ff.
RS-Flip-Flop 74/102
RT-Logik 74/100
RTL-Technik 73/84
Rubin 72/50
Rundfunkempfänger 72/144
R 12 72/50
R-105 D 72/270ff., 73/252
R 130 72/50
R 140 72/50
R 150 72/50
**Satelliten** 72/40, 41
Schaltdioden 72/305, 306
Schaltkreise, digitale 73/80ff.
—, integrierte 73/170ff.
—, lineare integrierte 74/141ff.
Schaltzeichen der Elektrotechnik 73/
Vor- und Nachsatz
Scheibenwischer-Intervallschalter 74/
119
Schmalfilm, Synchronisiergerät 72/262ff.
Schmitt-Trigger 74/256
Schwinger, keramischer 73/101
Schwingkreis, Berechnung 73/313,
74/310
Schwingkreisnomogramme 73/314ff.
Schwingquarz, Transistorschaltung
74/207ff.
Selenfotoelemente 73/196ff.
Selga-492 74/85
Sender, Roter 74/283ff.
Senderendstufe, C-Betrieb 72/170
Senderöhren, 2-m-Band 72/170
Sendersuchlaufautomatik 72/54
Sicherung, elektronische 72/213
Signale, Empfang frequenzmodulierter
73/124ff.
Silbenkompressor 74/176ff.
Silizium-Fotoelement 73/199
Siliziumtransistoren 72/301, 73/208
Sinusgenerator mit Wien-Brücke 74/254
Sinus- und Rechteckgenerator 74/253ff.
Slow-scanning TV 72/145ff.
Smaragd 72/50
Smistor 74/111
smektische Flüssigkeit 72/115
Smistor 74/111
Solitär 72/50
Source-Schaltung 72/153
sowjetische Transistoren 300ff.
— Transistor-Rundfunkempfänger
74/82ff.
Spannungsstabilisator, integrierter
74/150, 151
Spannungsverstärker, Thermoelement-
74/139
Sperrkreis, hochselektiver 72/69
Sport 72/51
Sprachkompressor 72/194
Spule, Berechnung 73/312
SSB-Aufbereitung mit Transistoren
73/158ff.
SSB-Endstufe, 2-m- 74/216ff.
SSB-Exciter 73/159
SSB-Linearendstufe 72/179
SSB-Sender 73/158
SSB-Transeiver 73/158
SSB-VFO mit Feldeffekttransistoren
74/200ff.
Stabilisierungsschaltung, elektronische
73/176
Stalingrad, Schlacht 73/24
Stellgerät mit Thyristor 74/114ff.
Stereobetrieb, Lautsprecherboxen
73/248ff.
Stereoempfänger (DDR) 73/64
Stereoverstärker 72/256ff., 73/64
Stern-Radio Berlin, VEB Kombinat
72/19ff.
Steuergerät für Gesangsanlagen 73/185ff.
Stoppuhr, elektronische 74/292
Stromtrigger 73/178
Stromversorgung der Meß- und Prüf-
geräte 73/215
Stromversorgungsteil, spannungs-
stabilisierter 74/139
Substitutionsmethode, Kapazitäts-
messer 73/226ff.
Suchlaufautomatik 72/45
Summierverstärker 74/134
Superhet, KW-MW- 74/228
Superhetempfänger, Fuchsjagd-
73/141ff.
Surroundstereo 73/46ff.
Synchronisiergerät für Schmalfilm und
Diaprojektion 72/262ff.
**Tabellenanhang** 72/298ff., 73/299ff.,
74/306ff.
Taschenempfänger 72/50
Taschensuper Lutsch 74/88
Taschensuper Selga-402 74/85
Tastaturprüfgerät für Soemtron 73/278
Tastung des SS 1000 72/289
Technische Unteroffiziersschule 74/31ff.
technologische Anlagen, Halbleiter-
industrie 73/38ff.
Temperaturfühler, Thyristor als 72/103
Tester, statischer 73/44
Tetraphonie 73/46ff.
T-Flip-Flop 74/102
Thermoelement-Spannungsverstärker
74/139

Thermostat 72/204ff.
Thyristor 72/97ff.
—, Alarmschaltung 74/121
— als Temperaturfühler 72/103
—, Antiparallelschaltung 74/111
—, bidirektionaler 72/103
—, Brückenschaltung 74/11
—, Datentabellen 72/317
—, Flip-Flop 72/104
—, Stellgerät 74/114
Thyristor-Gleichstromschalter 74/113
Thyristorladegerät 72/104
Thyristorschalter 74/110ff.
Thyristorzündung für Kraftfahrzeugmotor 74/61ff.
Tiefpaßfilter für KW-Sender 73/90
Time-sharing-System 72/48
T-Notch-Filter 72/196
Tonabnehmer, HF-, Elektrogitarre 73/190
Tontechnik, Vier-Kanal- 73/46ff.
Trägerfrequenzfernsprechen 72/294
Transistor 72/300ff.
—, Audionschaltung 74/220ff.
— für UHF 72/108ff.
—, sowjetische, Daten 73/400ff.
—, unipolarer 72/151ff.
transistorbestückte Meß- und Prüfgeräte 73/215ff.
Transistorempfänger für K-M-U-Empfang 74/259ff.
Transistor-Koffersuper, Astrad-Selena 74/82
Transistorprüfer 73/216ff.
Transistorprüfgerät 73/240
Transistor-Rundfunkempfänger, sowjetische 74/82ff.
Transistorschaltung, Schwingquarz 74/207ff.
Transistorsuper Ural-301 74/90
Transistor-Transistor-Logik 73/80
Transistorvoltmeter 73/235
—, Gleichspannungs- 72/160
TRANSITEST, Universalmeßgerät 73/234ff.
Transivar, Adapter für 72/281
transportable UKW-Station 73/252ff.
transstereo, UKW-Tuner 72/64, 65
Transverter, 50-W- 72/186
Tremoloeffekt, NF-Vorverstärker 72/248ff.
Triac 72/103
Triacschaltung 74/111
Trickvorverstärker für Tanzmusik 72/240ff.
Trioden-Kennwerte, Nomogramm 74/316
TTL-Technik 73/80, 85
Tuner 73/69
Tunneleffekt 72/89
Türklingel mit Püff 72/119
TX-599 73/160ff.
T2FD-Antenne 73/121
T 110 72/51
T 130 72/51
T 140 72/51
**Übersteuerungsschalter** 74/107
Übungsfunksprüche, Gerät zur Herstellung 72/287
UHF-Antennenverstärker 74/273ff.
UHF-Bereich, Transistoren für 72/108ff.
UKW-Amateur, Antennen für 74/154ff.
UKW-Funkgerät R-105 D, Instandsetzung 72/270ff.
UKW-Station, transportable 73/252ff.
UKW-Taschensuper Lutsch 74/88
Ultraschall-Drahtbonder 73/42, 43
Ultraschall-Scheibenbonder 73/44
Universaldioden 72/304
Universalmeßgerät, TRANSITEST 73/234ff.
Unteroffiziersschule, Technische 74/31ff.
Ural-301, Transistorsuper 74/90
**Vakar-Oszillator** 72/192
Varaktordioden 72/307
Vergrößerung, elektronische 72/80
Verstärker größerer Leistung 73/212
—, Hi-Fi- 74/235ff.
vertikale Polarisation 73/117
Vertikalsteuerung 72/101
Verzögerungsgenerator 73/278
Verzögerungsschaltung, Langzeit- 74/139
VFO 73/165
VFO für 10 MHz 72/194
VFO, SSB-, mit Feldeffekttransistor 74/200ff.
VHF-Fernsehempfangsantennensystem 72/81ff.
VHF-UHF-Eichpunktgeber 72/216
Video-Magnetbandgerät 72/37
Videorecorder 72/71, 73/75
Vielfachsondentaster 73/41, 42
Vier-Kanal-Tontechnik 73/46ff.
Viertelwellen-Groundplane 72/165
Viertelwellenstrahler, vertikaler 74/162
Viertelwellen-Transformator, Nomogramm 74/310
Voltmeter, FET- 72/198, 73/222ff.
Voltmeter, Transistor- 73/235
Vor dreißig Jahren 73/24ff.

VOX 73/169
VXO, 8-MHz- 74/212
**Wau-Wau-Effekt** 72/240
Wechselplattenspeicher 74/74
Wechselspannungs-Millivoltmeter 74/138
Wechselstromsteller 74/114
Wickelkondensator 73/273
Widerstandsmeßgerät 73/237
Wien-Brücke Sinusgenerator 74/254
Wien-Brückengenerator mit MOSFET 72/158
W3DZZ-Allbandantenne 73/120
**Z-Dioden** 72/308
Zeitgeber für Alarmanlage 74/291
— für Fotobelichtung 72/189
Zeitlupen-Fernsehen 72/145ff.
Zeitrelais mit Komplementärthyristor 72/102
Zeitschalter, elektronischer 72/162
ZF-Verstärker 73/161
Zündspulen, technische Daten 74/63
Zündsysteme 74/62
Zündwinkelverstellung, elektronische 74/67
Zweipolsicherung, elektronische 72/187
Zweitonsirenengenerator 72/239
Zweiwegthyristor 72/103

**2-m-Antennenverstärker** 72/200
2-m-Band, Fuchsjagd-Empfängerpraxis 74/191
2-m-Band, Senderöhren 72/170
2-m-Empfänger, Suchlaufautomatik
2-m-Peilantenne 74/191
2-m-Peilempfänger 72/201
2-m-Peilsuper, Nachsetzempfänger 74/199
2-m-Sender, FM-Zusatz 72/198
—, Phasenmodulator 72/195
—, Röhrenendstufe 72/169ff.
2-m-SSB-Endstufe 74/216ff.
3stufiger Linearverstärker 72/179
3-W-Kompaktbox 73/250
4-Kanal-Schallplattenverfahren SQ 73/52
6-W-Kompaktbox 73/249
7-Kanal-Mischpult für Diskothek 74/246ff.
8-MHz-VXO 74/212
9 MHz, BFO für 74/212
20 Jahre Amateurfunk 73/11ff.
20 Jahre GST 72/11ff.
50-W-Transverter 72/186
80-m-Band, Fuchsjagd-Empfängerpraxis 73/138ff.
100-kHz-Eichnormal 74/214

**Vorteile,**
**die es zu nutzen gilt!**

**Systemgerechte Automatisierung und Rationalisierung mit zuverlässigen und zweckmäßigen Geräten der BMSR-Technik**

**Elektronische Klimaregler und Temperaturregler**

**Elektronische Zeitrelais**

**Automatische Lüftungsregler**

**Ausführliche Informationen erhalten Sie über unsere Werbeabteilung**

**VEB WETRON WEIDA**

Betrieb des VEB Kombinat Meß- und Regelungstechnik

DDR 6508 Weida, Geraer Str. 36

Telefon: 201 · Telex: 58208 · Telegramme: Wetron Weida

Ulrich Kroßin
Zakarl-Marx-Stadt/Altendorf
Alter: 17 Beruf: Oberschüler

Folgende Themen interessieren mich noch:
Ihr müßtet mal eine Transistorvergleichstabelle aufnehmen.
Ansonsten seid Ihr große klasse
Vor allem Preiswert!
PS. Ag 454/22/71 Rund erhöht bitte Eure Auflage!
Uli

Absender Klaus Georgi
75 Cottbus
Alter: 23 Beruf: wiss. Mitarbeiter

Ansonsten sehr zufrieden mit JB 1972
Wirklich interessant und impulsgebend
Ag 454/22/71
Leser seit 1966 Vielen Dank

Herbert Franke
653 Hermsdorf Breitscheidstr. 3
Alter: 24 Beruf: Ingenieur

Das EJ 1972 hat mir gut gefallen.
Die Tabellenanhang war eine gute Idee

Klaus Mühlbrad
Nienburg R. Brei
Alter: 42 Beruf: E.
Papier ist
Material
man bei de
Beiträge
die Profi

Bernhard
1633 Mahlow
Alter: 40 Beruf:
mit
Folgende Themen interessier
Tabellenanhäng
werden spez. a
mente, die nic
stammen ab
erwerbar sind
Insgesamt be
die gute Aufma
Themenwahl
Mich interess
Empfänger
tungen
und Messg
Auf ein erfolg
Ag 454/22/71
C. Nix den

Sich des
bewußt
Amateur
Geben.

dt
eitscheidstr. 45
Menteur

l ein wertvolles
deshalb sollte
der Auswahl der
nicht nur an
fis denken

Tiegs
ow, Waldweg 34
Rentner
viel Zeit für dieses Thema
ssieren mich noch:
ung sollte erweitert
auf Halbleitebauele-
ehit außerdem Prod.
ber Stfe im Handel
nd.
bedanke ich mich für
machung. Ein Band a
t der Jahresbuches 72.
ie t spez. das gesamte
Programm (Amateurschal
industrielle Schaltungen)
erätetechnik.
olgreiches 1972

Eberhard Trefl
Anfänger vergessen!!!

s Titels mehr
werden, und dem
r mehr Anregungen
Quarz
ein Amateur.

Alfred Thümmler
725 Wurzen Lüptitzerstraße 1
Alter: 33 Beruf: Schlosser

Folgende Themen interessieren mich noch:

Empfänger der 80m. Fuchsjagd
angefangen vom Audion bis
zum Doppelsuper. Konstruktiv
sowie schalttechnisch in herkömm-
licher Materialökonomie, d. h.
in handelsüblichen Bauteilen.
(Drehko, Filter, Trafo's u.s.w.)
Ansonsten ist das Jahrbuch in einen
gut gestalteten Rahmen und gutem
Einband hergestellt. Ich sage nur
weiter so.

Ag 454/22/71

A. Thümmler

- etwas über Rabenzucht

Karl-Heinz
Taubert

Gunter Helbig
9303 Bärenstein, Haldenstr. 7
Alter: 27 Beruf: Berufssoldat

Das „Elektronische Jahrbuch 1972"
findet in dieser Aufmachung
meine volle Zustimmung.
Macht weiter so!

# ELEKTRONISCHES JAHRBUCH 1974